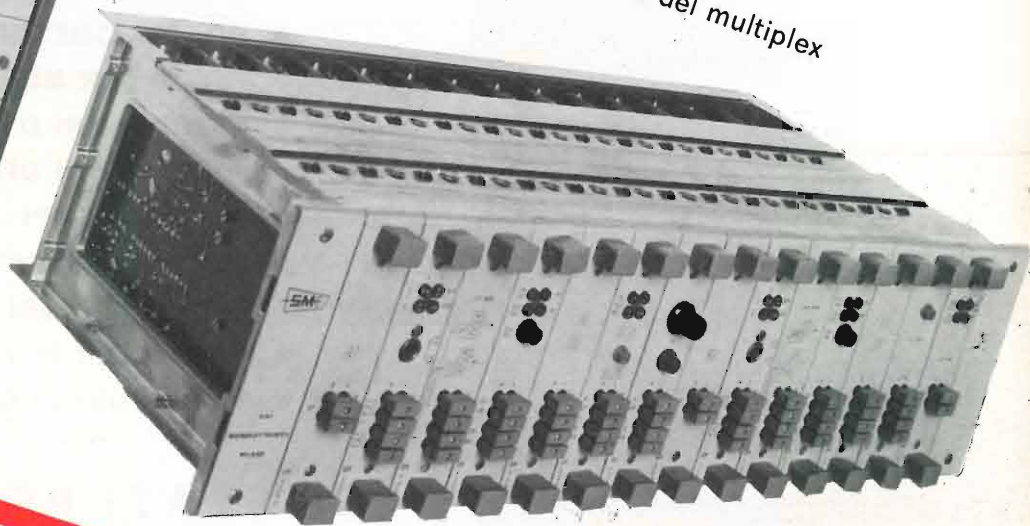
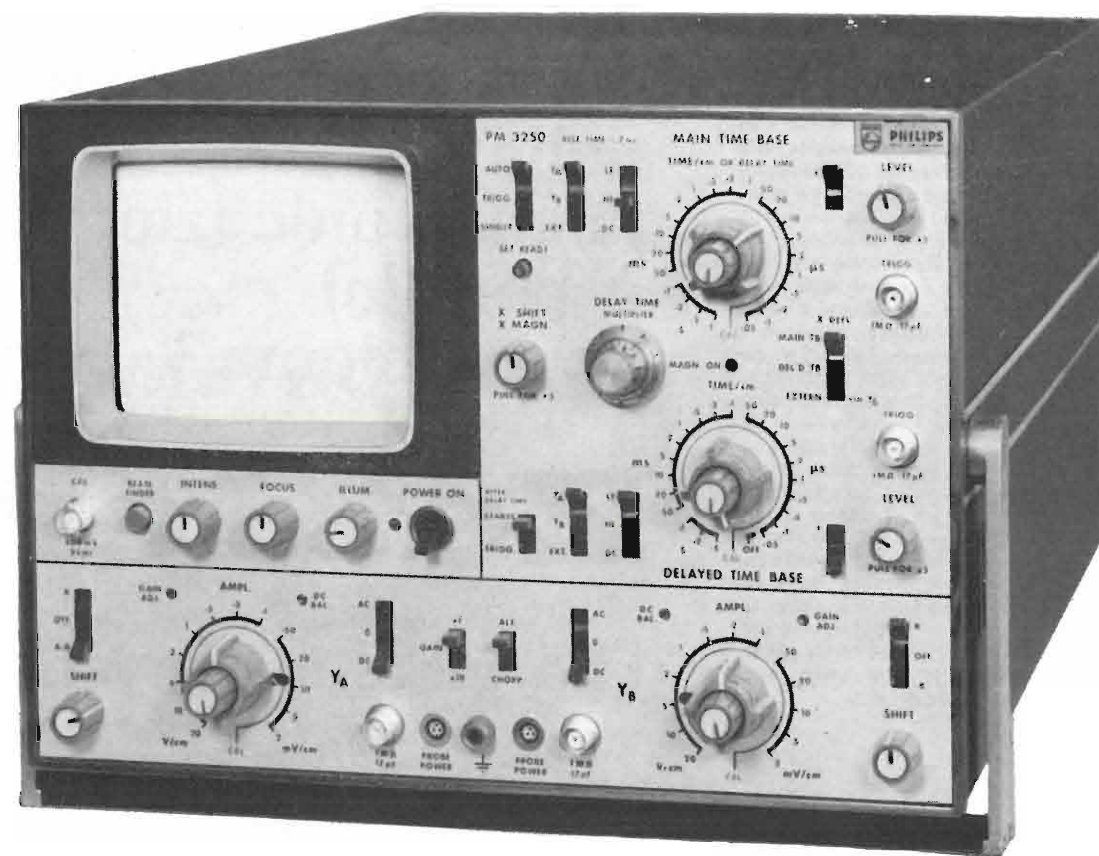
ELETTRONICA PER TELECOMUNICAZIONI

Terminali ricetrasmittenti per ponti radio completamente allo stato solido a piccola e media capacità

RT 450/3-B1 terminale ricetrasmittente con multiplex telefonico a 6 canali

SA6/C pannello contenente 2 canali del multiplex

SIAE MICROELETTRONICA

20093 COLOGNO MONZESE - VIA M. BUONARROTI 21 - TEL. 9123264/5 - 9123801

- RIPETITORI TELEVISIVI VHF E UHF
- TERMINALI RICETRASMITTENTI PER PONTI RADIO MONOCANALI E PLURICANALI
- MULTIPLEX TELEFONICI PER PONTE RADIO, LINEE AEREE E CAVI
- APPARATI PER TELEFONIA AD ONDE CONVOGLIATE E RELATIVI EQUIPAGGIAMENTI DI LINEA
- RADIOTELEFONI VEICOLARI E PORTATILI
- STRUMENTI SPECIALI PER TELECOMUNICAZIONI

Oscilloscopio professionale a doppia traccia di elevate prestazioni

PHILIPS PM 3250, 50 MHz/2 mV - 5 MHz/200 μV

Il PM 3250 è un nuovo oscilloscopio professionale realizzato dai laboratori di ricerca Philips per soddisfare esigenze di ampia banda passante e/o alta sensibilità.
E' uno strumento di nuova concezione che alle specifiche di base, 50 MHz/2 mV e 5 MHz/200 μV unisce altre esclusive caratteristiche che ne estendono considerevolmente la versalità e la precisione. Per esempio l'assenza di deriva, grazie ad un nuovo progetto di controreazione, consente misure precise e sicure anche a sensibilità di 200 μV; la misura differenziale di due segnali A-B può essere visualizzata con uno dei due segnali originali mediante un particolare circuito di commutazione; la linea di ritardo a circuito stampato, inserita nel canale verticale, consente l'esame del fronte iniziale e solamente 45 ns vengono persi da un ritardo totale di 65 ns; la separazione delle funzioni « main time base » e « delayed time base » evita la difficoltà d'utilizzazione inerente ai modelli classici a « comando unico » e conseguentemente la lettura è facile e non si presta ad ambiguità; la chiara e semplice disposizione dei comandi indica l'alto standard di progettazione ergonomica del pannello frontale del PM 3250.
Per ulteriori informazioni richiedete le caratteristiche dettagliate.

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
P.zza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

STRUMENTI E APPARECCHI DI MISURA

ferri pubblicità

Frequenzimetro automatico
Mod. HA 300 B

Da 0 a 51 MHz in diretta - Fino a 3 GHz col cassetto HAF 700
Stabilità del quarzo: migliore di $5 \cdot 10^{-9}$/giorno.
Il frequenzimetro FERISOL HA 300 B misura in diretta frequenze fino ad oltre 51 MHz in 8 cifre. Un'alta versatilità d'impiego gli deriva dai 4 cassetti di cui può essere dotato.
Permette misure di frequenza, periodo, intervalli di tempo (col cassetto HAT 300 B), rapporti di frequenza.
Può funzionare in multiperiodo, come totalizzatore, generatore di frequenze standard, cronometro, ecc. È provvisto di memoria, di uscita per stampante decimale e di altri interessanti dispositivi.
Il suo alto grado di affidabilità è garantito dal nome FERISOL.

Cassetto di misura delle durate tipo HAT 300 B

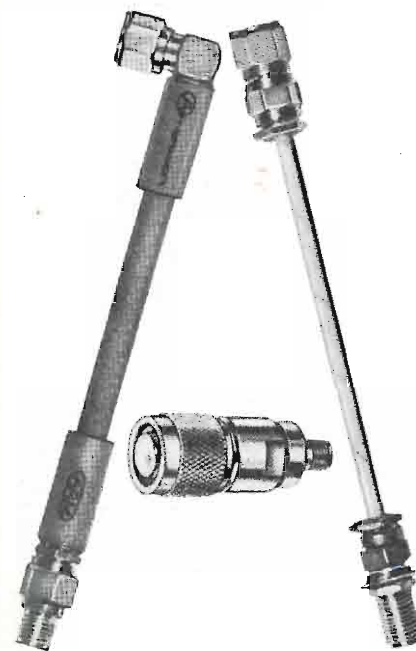
Cassetto convertitore di frequenza mod. HAF 700

il successo FERISOL nel mondo è garanzia di precisione e qualità

Per ulteriori informazioni compilare e spedire l'unito tagliando a:
FERISOL
UFFICIO TECNICO ITALIANO
20133 Milano
via F.lli Sangallo 51 - Tel. (02)7386538

Vi prego di spedirmi una documentazione più particolareggiata del Mod. **HA 300 B + acc.**

nome ______ cognome ______
ditta ______ telefono ______
indirizzo ______ cap. ______ città ______

AF/5/70

QUALITA' NELLA QUANTITA'

- La serie "ARM" di connettori miniatura è disponibile in una grande varietà di configurazioni che include: unità stripline, microcircuit, hermetically sealed.
- La serie Precifix A e AA di connettori di precisione da 7 mm ha delle prestazioni insuperabili.
- Le serie di terminazioni da 7 mm e ARM miniatura sono i componenti più precisi disponibili.
- Gli adattatori guida d'onda - connettori coassiali 7 mm, N, TCN e BNC - permettono delle transizioni precise su tutto lo spettro di frequenza e sono disponibili in quasi tutte le combinazioni possibili.
- La serie di connettori Americon è identicamente sostituibile ad una gran parte dei connettori coassiali disponibili sul mercato, con prestazioni superiori e prezzi assolutamente competitivi.

COAXIAL CONNECTORS

CABLE ASSEMBLIES

COMPONENTS

DISTRIBUITI IN ESCLUSIVA dalla

TEKELEC TA AIRTRONIC

Viale Romagna, 14 20133 MILANO Tel. 73 85 674, 73 85 676 Telex 33402

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 6 ANNO XIX
NOVEMBRE DICEMBRE 1970
DA PAGINA 193 A PAGINA 228

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

Sommario: *pagina*

Il Servizio Diffusione Periodici della ERI — Edizioni Rai Radiotelevisione Italiana — in relazione agli aumenti ultimamente verificatisi nel campo editoriale, informa i lettori della rivista « Elettronica e Telecomunicazioni » che, a partire dal prossimo numero 1-1971, il prezzo di copertina sarà fissato in L. 500. Di conseguenza la quota annua di abbonamento sarà di L. 2500.

Nella saletta allestita dalla RAI per la proiezione di filmati, onde verificare se essi sono adeguati alla trasmissione in televisione a colori, lo schermo è collocato al centro di un pannello di opportuna luminosità e dimensioni.

UNA COPIA L. 400 (ESTERO L. 500)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2000 (ESTERO L. 3000)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 6 ANNO XIX — NOVEMBRE DICEMBRE 1970 — DA PAGINA 193 A PAGINA 228

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO,
R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE
PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Sommario: *pagina*

Nella saletta allestita dalla RAI per la proiezione di filmati, onde verificare se essi sono adeguati alla trasmissione in televisione a colori, lo schermo è collocato al centro di un pannello di opportuna luminosità e dimensioni.

UNA COPIA L. 400 (ESTERO L. 500)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2000 (ESTERO L. 3000)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

SALETTA DI PROIEZIONE PER FILMATI A COLORI DESTINATI ALLA TELEVISIONE

GIOVANNI FARINI (*)

SOMMARIO — Un sistema di proiezione per la visione dei filmati a colori destinati alla televisione viene descritto, sia come raccomandazione dell'UER, sia come allestimento pratico di un prototipo di saletta destinata a questo scopo dalla RAI.

1. Premessa.

L'Unione Europea di Radiodiffusione (UER) ha provveduto a redigere una raccomandazione relativa alle condizioni di visione consigliate per la valutazione, a mezzo di proiezione ottica, dei film a colori destinati alla televisione. La raccomandazione risulta dal coordinamento su base internazionale di prove tecniche eseguite in diversi paesi; tali prove hanno condotto a risultati sostanzialmente coincidenti negli organismi televisivi dei vari paesi interessati, ivi compresa la RAI.

Questo articolo presenta, nella prima parte, il testo della raccomandazione dell'UER, e descrive le caratteristiche dell'ambiente di visione (simulatore di telecinema a colori) messo a punto dalla RAI, ambiente che rappresenta una realizzazione pratica della raccomandazione stessa, e che permette di effettuare la visione dei filmati nelle condizioni di « sensibilità critica » che la raccomandazione si prefigge di raggiungere.

La valutazione preventiva del materiale filmato (caratteristiche colorimetriche, contrasto, rumorosità, ecc.) potrebbe essere fatta mediante un telecinema che riproduca su un monitore; tale procedura richiede un impegno prolungato della macchina e del personale addetto, e comporta un costo elevato della fase di controllo. Inoltre, due telecinema, specie di età e di caratteristiche di progetto e di costruzione differenti, possono dar luogo, su monitore, a presentazione diverse dello stesso filmato.

Tutto ciò ha portato a fissare il concetto che il giudizio su un filmato venga dato con il sistema a proiezione adattato a simulare il più possibile fedelmente una catena telecinema monitore ideale entro limiti ragionevoli.

La proiezione, oltre alla sua pronta disponibilità, presenta meno variabili di una catena televisiva a colori e, fino a quando non sarà stata messa a punto una norma universale per le caratteristiche dei telecinema, essa dev'essere preferita per le operazioni di valutazione.

2. Raccomandazione dell'UER.

1) La valutazione preventiva di film intesi per lo scambio internazionale di programmi a colori sia fatta a mezzo di proiezione ottica. Alla proiezione ottica vanno apportati aggiustamenti per renderla conforme alle norme di temperatura di colore e di condizioni di visione che sono definiti al paragrafo 3) di questo documento. Si sottolinea il fatto che le condizioni di visione necessarie non sono le stesse che sono convenzionalmente accettate per una sala cinematografica usuale.

2) Gli organismi radiotelevisivi si sforzeranno di mettere a punto una norma di funzionamento dei telecinema tale che ogni filmato che sia di buona qualità tecnica allorché viene valutato in particolari condizioni di visione ottica, sia di qualità ugualmente buona quando sarà trasmesso in televisione a colori. Gli organismi radiotelevisivi non richiederanno mai che il film presenti bilanciamenti di colore anormali, o speciali caratteristiche per essere adatti ad un particolare tipo di telecinema (1).

3) I film a colori destinati ad essere presentati in televisione a colori siano valutati in sale di proiezione appositamente adattate nelle quali l'immagine proiettata dev'essere circondata da un'area illuminata relativamente grande, di luminosità pari a una percentuale prefissata della luminosità dei bianchi della immagine proiettata, e a una temperatura di colore correlata. Sono raccomandate le seguenti caratteristiche:

(*) Dott. ing. Giovanni Farini della RAI. Dattiloscritto pervenuto il 28 luglio 1970.

(1) La Raccomandazione 265-2 del C.C.I.R. contiene le raccomandazioni concernenti i parametri tecnici dei filmati a colori intesi per scambio internazionale di programmi televisivi. Se si vuole che la valutazione ottica della qualità tecnica di un film a colori destinato ad esser presentato in televisione dia affidamento, bisogna tener conto delle circostanze nelle quali l'immagine sarà osservata, quando è così presentata.

Nel caso della televisione a colori, l'immagine presentata è relativamente piccola, il suo bianco corrisponde all'illuminante D 6500, ed è normalmente osservata in ambiente familiare con una considerevole quantità di luce ambiente. Il campo di visione dell'osservatore non include soltanto lo schermo televisivo, ma anche altri oggetti della stanza che provvedono a fornire un riferimento costante di bilanciamento del colore e ciò aumenta la sensibilità a errori di riproduzione dei colori nell'immagine. Inoltre il programma passa frequentemente su segnali provenienti da diverse telecamere consentendo un confronto fra le differenti sorgenti del segnale.

Nel cinema l'ambiente è buio e non ci sono riferimenti esterni di colore; di conseguenza c'è una tendenza, per l'osservatore, ad adattarsi all'equilibrio colorimetrico del film, qualunque esso sia. Inoltre, si è constatato che quando una superficie brillante quale quella dell'immagine proiettata è osservata in un campo che, al di fuori di questa superficie, è buio, l'occhio subisce un effetto di riduzione di contrasto dell'immagine osservata e il contrasto (gamma) nel film per presentazione cinematografica è reso sostanzialmente superiore all'unità. Tale effetto è molto meno pronunciato sotto le normali condizioni di visione televisiva domestica e un minore contrasto, sebbene ancora superiore all'unità, è desiderabile nella presentazione televisiva. Di conseguenza, la proiezione ottica in una sala oscura, non è il miglior metodo per la valutazione dei film quando questi sono previsti per esser presentati in televisione.

3.1) Lo schermo di proiezione dev'essere di dimensioni tali che l'osservatore possa esser seduto a una distanza compresa tra quattro e sei volte l'altezza dell'immagine. Le dimensioni assolute dello schermo dipenderanno dal numero di osservatori che si desidera siano presenti simultaneamente. Le raccomandazioni si riferiscono a schermi di formato « quasi » televisivo, vale a dire con diagonali comprese tra 50 e 150 cm. L'organismo televisivo interessato all'allestimento di sale più grandi dovrà condurre prove particolari per confermare il valore dei risultati.

3.2) Potrà essere usata sia la proiezione frontale, sia quella per trasparenza. Il fattore di riflessione o di trasparenza dovrà presentare valori sufficienti su angoli sufficientemente grandi in modo che la luminosità sia sufficientemente uniforme in tutte le direzioni di osservazione.

3.3) Il piano luminoso attorno allo schermo di proiezione si deve estendere nel campo di visione, da una parte e dall'altra dello schermo, su una superficie che, di preferenza, dev'essere almeno uguale, a nove volte quella dell'immagine proiettata; in altre parole, le dimensioni lineari del piano luminoso devono preferibilmente essere uguali almeno a tre volte quelle dello schermo e quest'ultimo dev'essere posto al centro.

3.4) L'illuminazione del piano dev'essere realizzata anteriormente su una superficie riflettente o posteriormente su una superficie opaca translucida diffondente.

3.5) La temperatura di colore della luce riflessa o trasmessa dallo schermo di proiezione, a piena apertura del proiettore, dev'essere compresa tra 5.400 °K e 6.500 °K, preferibilmente dovrebbe esser vicina a 6.000 °K (quest'ultima cifra è un compromesso soddisfacente tra il valore classico del cinema, 5.400 °K, e quello dell'illuminante D 6500, bianco del sistema televisivo).

3.6) La temperatura di colore del piano luminoso dev'essere uguale a quella della luce riflessa o trasmessa dallo schermo di proiezione, a piena apertura del proiettore, entro $\pm$ 200 °K. In nessun caso si potrà avere uno scarto importante, rispetto alla emissione del corpo nero, e la curva d'emissione totale non dovrà presentare picchi troppo pronunciati (2).

3.7) Sugli schermi descritti in 3.1) ed equipaggiati di piani luminosi conformi alle indicazioni date in 3.3) e 3.4), la luminosità dei bianchi dell'immagine proiettata deve avere un valore compreso tra 160 asb. (= 14,9 ft - lambert) (3) e 210 asb (= 19,5 ft - lambert). Per i film realizzati conformemente alla raccomandazione 265-2 del CCIR, questo valore corrisponde a una luminosità, a piena apertura del proiettore, almeno uguale a 360 asb (= 33,4 ft - lambert) e di preferenza vicina a 450 asb (= 41,8 ft - lambert).

3.8) Il piano luminoso dev'essere illuminato in modo sensibilmente uniforme, vale a dire tra 53 asb (= 4,9 ft - lambert) e 70 asb (= 6,5 ft - lambert).

3.9) Bisognerà avere la massima cura per ottenere che le caratteristiche del resto della saletta di proiezione non cambino i risultati ottenuti sul sistema proiettore-schermo-piano luminoso. Le pareti, il soffitto e il pavimento devono avere un fattore di riflessione globale approssimativamente uguale a quello di un grigio neutro.

3.10) Durante le normali valutazioni non va usata alcuna luce ambiente nella sala, perché tale luce modificherebbe l'effetto di normalizzazione del piano luminoso. Può essere tuttavia utile, per prove particolari, disporre di luce alla temperatura di colore appropriata e di livello regolabile che, cadendo sullo schermo, permetta di aumentare la luminosità dei neri dell'immagine (4).

3. Saletta tipo per la visione dei filmati.

Già precedentemente alla sovraesposta raccomandazione dell'UER, la RAI aveva provveduto all'allestimento, a scopo sperimentale, di una saletta tipo per la visione dei filmati, ottenendo risultati la cui attendibilità è ora suffragata dalla detta raccomandazione internazionale. Sono state eseguite prove sul tipo di proiezione (per trasparenza o riflessione), sul tipo di illuminazione del piano (posteriore o anteriore), scegliendo alla fine la soluzione che consente, eventualmente, la trasformazione della saletta in un ambiente del tipo classico mediante la copertura del complesso schermo-piano luminoso con un semplice schermo cinematografico e un riadattamento del proiettore.

(2) Si può, nel modo seguente, effettuare una semplice prova di adattamento della temperatura di colore del piano luminoso a quella del bianco del sistema di proiezione. Il flusso luminoso dal proiettore, in funzionamento senza alcuna pellicola montata, va attenuato tramite un diaframma posto di fronte alla lente del proiettore e la luminosità dello schermo di proiezione va ridotta fino ad essere uguale a quella del piano luminoso. In queste condizioni sarà possibile giudicare a vista l'adattamento di colore tra il bianco di proiezione e il bianco del piano luminoso; andranno fatti opportuni aggiustamenti in modo che non vi siano sensibili differenze tra i due bianchi. Si può ottenere un adattamento soddisfacente regolando la temperatura di colore del proiettore o quella del fondale, ma si raccomanda che la differenza di colore sia in ogni caso inferiore a quella cui dà luogo l'inserzione di un filtro di correzione colore Wratten 05 cc di colore appropriato inserito nella traiettoria del fascio luminoso.

(3) 1 apostilb (asb) = 0,3183 nit (cd/m^2) = 0,0929 cd/ft^2 o ft-lambert.

(4) Può essere desiderabile, per valutare il filmato in condizioni che diano la più completa indicazione degli effetti osservati durante la presentazione televisiva, far cadere una certa quantità di luce sullo schermo in modo da simulare gli effetti di diffusione ottica del sistema televisivo e possibilmente l'effetto di luce ambiente nella stanza in cui la visione televisiva può aver luogo. Il livello di luce che si vuole simuli la diffusione ottica del sistema televisivo e la sua temperatura di colore, saranno funzione del contenuto dell'immagine; ciò può esser ottenuto inserendo un mezzo lievemente diffondente nel sistema di proiezione ottica. Se si vuole, l'effetto di luce ambiente sul ricevitore può naturalmente esser simulato con un ammontare di luce costante sullo schermo di proiezione. In ogni caso, l'esatta procedura usata dovrebbe essere lasciata alla discrezione dell'utente e una scelta opportuna dovrebbe essere basata sull'esperienza pratica.

3.1. LO SCHERMO.

Dovendo simulare un'immagine televisiva, si è scelta per lo schermo di proiezione, la forma dello schermo di un moderno televisore a colori da 25 pollici di diagonale, con gli arrotondamenti tipici, come mostra la figura 1. Infatti, oltre all'effetto psicologico, va tenuto presente che non tutta l'area utile dell'im-

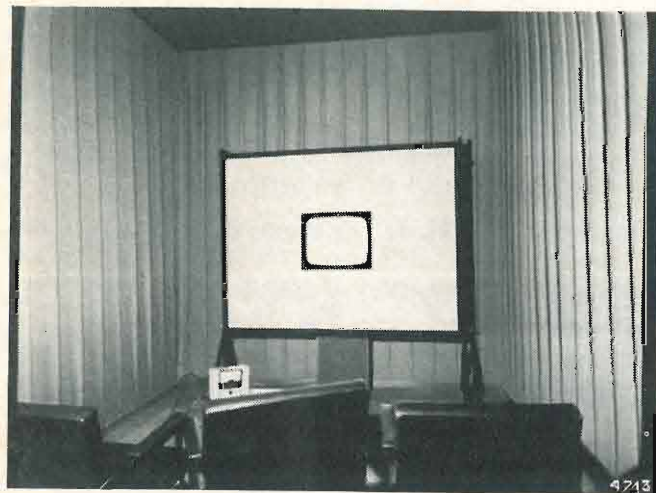
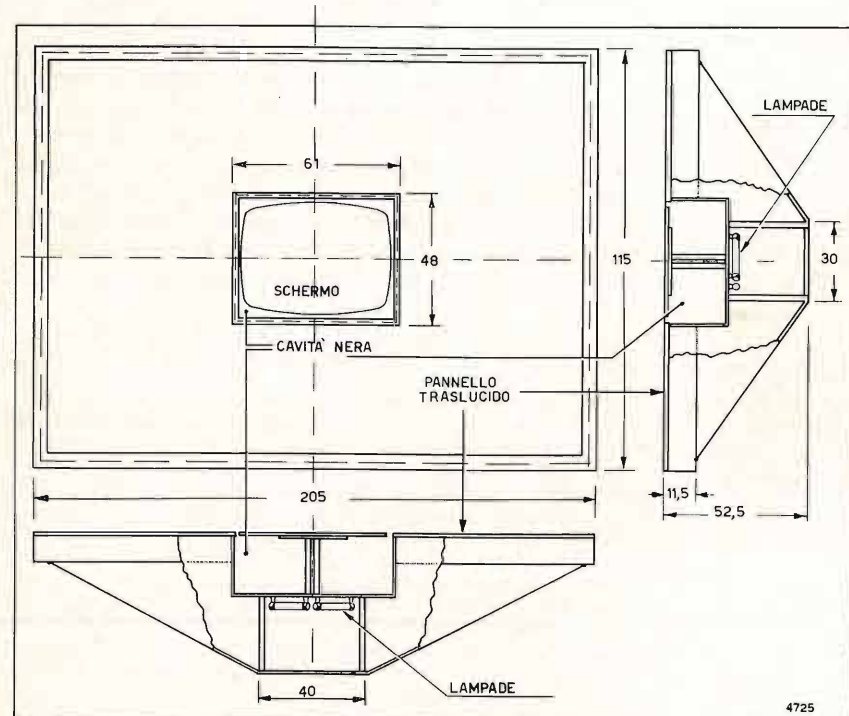



Fig. 1. — Saletta di visione per filmati a colori destinati alla televisione.

magine esistente sul filmato viene trasmessa. Ciò si può effettuare tramite mascherini da inserire a monte dell'obiettivo nel proiettore.

È di aiuto notevole disporre attorno allo schermo una cornice a riflettanza nulla. Dietro lo schermo si è quindi sistemata una cavità con le pareti completamente coperte di velluto nero («cassetta nera») al centro della quale vi è lo schermo.

Si è appurato che non è conveniente usare schermi direttivi perché riducono molto l'angolo utile di visione.

L'uso di schermi a forte riflettenza è del pari sconsigliabile perché la loro luminosità sarebbe influenzata dalle condizioni dell'ambiente, che dovrebbe in tal caso avere pareti molto scure.

Il materiale ritenuto più adatto è poco costoso: esso è grigio neutro, non forato a riflettenza del 40%. La bassa riflessione della luce ambientale consente una buona visione per gli osservatori seduti nei posti laterali.

3.2. PIANO LUMINOSO.

Lo schermo è sistemato al centro di un'area rettangolare bianca di cm 200 × cm 150 (fig. 1) formato da una lastra in «plexiglass latte» o «perspex latte»

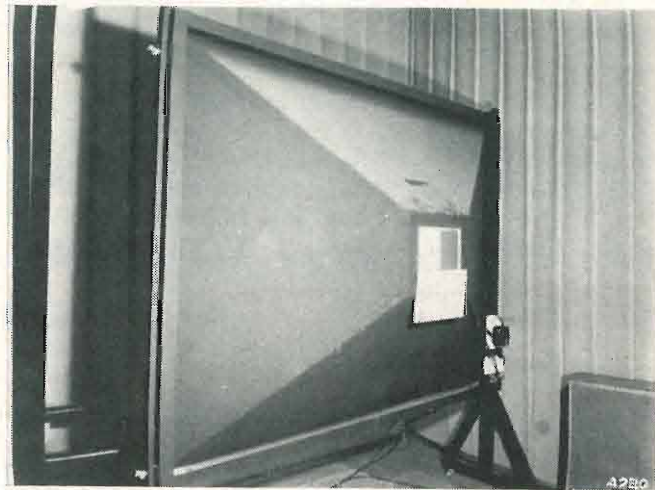



Fig. 3. — Parte posteriore del fondale di riferimento.

illuminata posteriormente. Un foro rettangolare centrale viene effettuato per lasciar affacciare lo schermo.

Il fondale in plexiglass è la base maggiore di una piramide tronca, dipinta di bianco all'interno oppure rivestita in Dc-fix bianco, a foggia di diffusore. La base minore del tronco di piramide serve come appoggio alla «cassetta nera» contenente lo schermo (figg. 2 e 3).

Sul fondo esterno della «cassetta nera» di fronte alla base minore del tronco di piramide, sono fissati i tubi fluorescenti per la illuminazione. Sulla stessa base di fissaggio della cassetta è ricavato uno sportello utile al montaggio e alla sostituzione delle lampade. Le lampade sono tubolari, al neon, da alimentare in gruppo di tre, in trifase a 220 volt. È infatti questo il sistema che si è ritenuto necessario usare per sopprimere l'effetto di sfarfallio dovuto alla luce pulsante del neon. Per ottenere i valori voluti di luminosità si può utilmente oscurare con nastro adesivo nero parte della superficie dei tubi (fig. 4).

Fig. 2. — Struttura e dimensioni del fondale col pannello traslucido e lo schermo su cui è proiettato il film.

3.3. DISTANZA DI VISIONE.

È noto che uno schermo televisivo non mostra più la sua struttura a righe quando lo si osserva da una distanza superiore a circa tre volte la sua diagonale. Lo schermo di un televisore, guardato da una distanza inferiore presenta un'immagine sgradevole. All'opposto uno schermo cinematografico visto ad una distanza più piccola di quella suddetta presenta un'immagine assai migliore. È quindi necessario mantenere rigidamente la distanza minima che già si usa nella visione di un televisore. A tale scopo, si può evitare l'avvicinamento allo schermo usando opportuni accorgimenti quali, ad esempio, l'uso di un tavolo basso oppure la sistemazione dei posti a sedere su sedie o poltrone fissate al pavimento.

La distanza d'altronde non dev'essere superiore a 3 metri, altrimenti la grandezza del piano luminoso diventa insufficiente, non tanto agli effetti dell'apprezzamento dei scivolamenti in temperatura di colore dei filmati, quanto per l'effetto soggettivo di diffusione che il fondale bianco esercita durante la visione. Esso va visto sotto un angolo minimo di 40 gradi.

3.4. AMBIENTE DI VISIONE.

L'ambiente di visione deve influenzare il meno possibile le condizioni di luminosità stabilite sul complesso schermo-piano luminoso. Allo scopo, le pareti, il soffitto e il pavimento, nelle immediate vicinanze dello schermo e del piano luminoso devono essere neutri. Eventuali tinteggiature di pareti o pannelli vanno fatte mescolando un 40% di bianco con 60% di nero. Nel caso di ambienti preesistenti da adattare perché le pareti non sono neutre, si possono ricoprire tali pareti con tendaggi grigi della stessa luminosità di una parete tinteggiata come sopra. Il soffitto va trattato come le pareti; più questo è basso più dev'essere oscurato.

Il centro dello schermo di proiezione non va normalmente posto ad un'altezza superiore ai 160 cm.

Se il pavimento dell'ambiente del proiettore è di circa un metro più alto del pavimento dell'ambiente

Fig. 4. — Sistemazione delle lampade per l'illuminazione del fondale.

di visione, inclinando verso il basso il proiettore di circa 10 gradi rispetto all'asse dello schermo, si ottiene che, a circa 2-3 metri dallo schermo stesso, il fascio luminoso è a circa 180 cm d'altezza dal suolo e non infastidisce le persone sedute; c'è anzi spazio sufficiente per consentire di alzare la fila posteriore di sedili di circa 20 centimetri.

3.5. PROIETTORI.

Dai proiettori è necessario ottenere una luminosità dello schermo molto uniforme; la disuniformità tollerabile è del 10% tra il centro e i bordi. Disuniformità sono infatti tollerabili nello schermo cinematografico normale, mentre nello schermo ridotto, sono fastidiose.

Per ottenere un'illuminazione uniforme, i proiettori 35 mm e 16 mm vanno adattati. Essi sono infatti costruiti per dare immagini di dimensioni molto maggiori a distanze molti più grandi di quelle che interessano in questo caso. A distanze brevi rimane ancora visibile la zona d'ombra dovuta allo specchio focalizzatore interposto tra lampada e obiettivo. Va tolto quindi lo specchio focalizzatore; ciò porta però a un abbassamento di rendimento del proiettore. Va aggiunto a ciò il fatto che lo schermo è a riflettanza piuttosto bassa. Perciò si devono usare lampade di potenza elevata, per esempio lampade allo xenon da 1.600 W per la pellicola da 35 mm e da 900 W per quella da 16 mm, entrambe al 75 ÷ 80% della corrente massima. Si rende quindi necessaria un'energica ventilazione nell'ambiente proiettori perché questi funzionano in condizioni anomale e a rendimento basso.

Il formato ridotto dell'immagine richiede l'uso di obiettivi a focale lunga (per esempio 200 mm per la pellicola da 35 mm e 85 mm per quella da 16 mm).

Qualora si voglia dotare una saletta con due proiettori è conveniente usare due macchine con caricamento da lati opposti. In tal modo possono essere sistemati con un'angolazione massima di circa 5 gradi rispetto all'asse dello schermo: alla distanza di sette metri vengono in tal caso ad essere a circa un metro di distanza l'uno dall'altro.

Il rumore dei proiettori consiglia l'isolamento acustico dell'ambiente proiettori. Nel caso interessi il controllo della pista ottica è opportuno installare pure un misuratore di livello audio a quadrante luminoso.

3.6. LIMITI DI SIMULAZIONE DI UN MONITORE.

La simulazione di un monitore, intesa come degradazione dell'immagine ottenuta per proiezione è limitata dalla ragione fondamentale che non esistono, al momento attuale, sistemi ottici non lineari che consentano la simulazione del «gamma» di una catena telecinema-monitore, diverso dall'unità.

L'abbassamento della risoluzione non conviene sia perseguito oltre un certo limite ottenibile con lo stabilire la distanza di visione; è molto facile arrivare a una degradazione, per esempio con sfocature o veli interposti, non facilmente controllabile e comunque sempre tale da sollevare obiezioni.

Va sottolineato che l'effetto di diffusione in un monitore è sufficientemente riprodotto con l'accensione del fondale che si impone come necessità durante la visione.

4. Taratura del sistema.

Per le misure di luminosità si è usato uno «Spectra brightness spot meter» della Photo Research Corp.

Invece per la scelta del gruppo lampade-plexiglas si è impiegato un «Tristimulus spot meter» della Joyce Loebl Co. che consente la misura delle coordinate cromatiche.

Per tarare l'illuminazione del piano luminoso il

proiettore dev'essere spento. Puntato lo « Spectra spot meter » nella zona luminosa direttamente circostante lo schermo di proiezione, le luci al neon vanno oscurate simmetricamente fino ad ottenere circa 76 asb = 7 ft-lambert nella zona circostante lo schermo.

Oscurando opportunamente certe zone all'interno del tronco di piramide e giocando sulla superficie libera delle lampade è possibile ottenere una buona uniformità.

Per tarare il proiettore si lascia il complesso schermo-piano luminoso nella sua posizione definitiva lasciando il piano luminoso tarato acceso.

Posto davanti al proiettore un filtro neutro di densità 0,3 che simuli la densità del bianco di una pellicola cinematografica si ritocca la corrente di alimentazione fino ad ottenere al centro dello schermo una luminosità di circa 200 asb = circa 18 ft - lambert. Va scelto l'opportuno filtro di conversione dalla temperatura di colore dello xenon a quella della luce del fondo luminoso; esso sarà in vetro e rimarrà permanentemente inserito davanti al proiettore.

È opportuno segnare la taratura del potenziometro dell'alimentatore del proiettore per non dover ritarare la luminosità dopo ogni accensione. È inoltre opportuno ricontrollare i parametri settimanalmente. È conveniente utilizzare un filtro in vetro da porre di fronte al proiettore che possa convertire la luce dello Xenon fino a 6.000 °K. Attorno a 6.000 °K andranno scelte le lampade di illuminazione del piano luminoso che si possono trovare in commercio.

5. Conclusione.

L'introduzione dell'impianto descritto, non è necessaria solo per gli organismi televisivi ma anche per case di produzione cinematografiche per il controllo immediato di provini o di produzione destinate alla televisione; esso consente una visione del filmato nelle condizioni che un telecinema approssima notevolmente.

Con questo impianto è possibile effettuare una efficiente selezione qualitativa sui programmi filmati da controllare. Eventuali casi critici, presumibilmente poco frequenti, potranno richiedere di essere risolti con verifica diretta sul telecinema.

L'impianto è poco costoso come installazione ed è possibile tramite riallineamento del proiettore e con l'abbassamento di uno schermo normale cinematografico trasformare l'ambiente visione in una saletta classica. (1222)

ASSEGNAZIONE SU DOMANDA DI CIRCUITI TELEFONICI

SVILUPPO DEI SISTEMI NEL QUADRO DEI PROGRAMMI DEI SATELLITI INTELSAT

GIUSEPPE QUAGLIONE - LUIGI RUSPANTINI (*)

SOMMARIO — Si esaminano i vantaggi ed i problemi connessi con l'impiego delle tecniche di assegnazione su domanda; si confrontano i sistemi di accesso multiplo a divisione di frequenze ed a divisione di tempo e si calcolano le capacità, espresse in numero di canali telefonici, ottenibili da un ripetitore dei satelliti della serie Intelsat IV, con l'impiego di modulazione analogica e numerica. Si passa poi a descrivere i sistemi di assegnazione su domanda SPADE e MAT-1, esaminando alcuni particolari problemi di progettazione e si conclude con una panoramica dei programmi di ricerca e sviluppo Intelsat già attuati od in corso di realizzazione per lo sviluppo di questi sistemi avanzati di accesso multiplo.

1. Introduzione.

1.1. L'ACCESSO MULTIPLO E L'ASSEGNAZIONE SU DOMANDA.

L'aspetto più rivoluzionario dell'introduzione dei satelliti artificiali tra le tecniche di telecomunicazioni a grande distanza è senza dubbio quello dell'accesso multiplo: con questa espressione si intende la possibilità di effettuare collegamenti simultanei tra un gran numero di stazioni terrene per mezzo di uno stesso satellite.

Un cavo sottomarino, per esempio, costituisce un sistema di comunicazioni da punto a punto poiché è facilmente accessibile solo alle stazioni costiere terminali, mentre richiede estese reti di collegamento terrestri supplementari per mettere a disposizione i circuiti telefonici alle popolazioni dei continenti cui appartengono i due terminali. Per contro, nel caso dei circuiti realizzati per mezzo di satelliti progettati per consentire l'accesso multiplo, qualunque Paese, munito di una opportuna stazione terrena, può effettuare collegamenti con le altre stazioni del sistema del medesimo satellite senza dover ricorrere a collegamenti terrestri di transito attraverso altre Nazioni.

Naturalmente l'utilizzazione del principio dell'accesso multiplo pone il problema dell'ottimazione dell'impiego della larghezza di banda e della potenza a radio frequenza (RF) messi a disposizione dal ripetitore (transponder) del satellite. Basti qui ricordare che il numero dei canali telefonici realizzabili con un dato ripetitore dipende dal tipo di modulazione e di multiplazione, dalle caratteristiche dell'amplificatore finale di potenza a bordo e dal numero delle portanti stesse.

Per esempio, la tabella n. 1 (bibl. 1) dà una indicazione di come può variare la capacità ottenibile da un ripetitore dei satelliti della serie Intelsat IV [1], collegato ad un'antenna con copertura globale (larghezza di banda 36 MHz a ± 0,5 dB, potenza equivalente irradiata rispetto alla isotropica 22 dBW agli estremi del fascio) in funzione del numero degli accessi al ripetitore stesso, cioè del numero delle portanti modulate e multiplate in frequenza. Da tale tabella risulta evidente la penalità connessa con l'impiego dell'accesso multiplo; infatti, nel caso in esame, si ha una riduzione della capacità totale del ripetitore di oltre il 65 % passando da un solo accesso a 14 accessi; ciò a causa dell'aumento dei prodotti di intermodulazione e, proporzionalmente, del fattore di carico [2] per le portanti con basso numero di canali che costringono ad un aumento delle deviazioni di frequenza cioè ad un uso meno efficiente della banda disponibile.

TABELLA I

Utilizzazione di un ripetitore dell'Intelsat IV (a copertura globale) con portanti FM/FDMA [3].

Larghezza di banda (MHz)	Capacità per portante (Canali)	Numero di accessi al ripetitore	Capacità totale del ripetitore (Canali)
36	972	1	972
10	132	4	528
5	60	7	420
2,5	24	14	336

Le tecniche di assegnazione su domanda mirano a migliorare l'efficienza di utilizzazione dei ripetitori ed a consentire un impiego flessibile ed economico del sistema di comunicazioni via satellite, specialmente alle piccole correnti di traffico. Mentre con le portanti preassegnate, i circuiti del satellite vengono permanentemente assegnati ad un collegamento tra due stazioni terrene, con l'assegnazione su domanda i circuiti

(*) Dott. ing. Giuseppe Quaglione e dott. ing. Luigi Ruspantini della Telespazio, Direz. Centrale Tec. - Servizio Programmazione. Dattiloscritto pervenuto il 23 aprile 1970.

(1) Intelsat (INternational TELecommunications SATellite consortium) è la sigla del Consorzio Internazionale per le Telecomunicazioni tramite Satelliti cui aderiscono oltre 70 Paesi, tra cui l'Italia e la Città del Vaticano.

(2) Vedi raccomandazione G 223 del CCITT, libro bianco, Vol. 3°.

(3) FM/FDMA indica che le portanti sono modulate in frequenza (Frequency Modulation) e che la multiplazione è a divisione di frequenza (Frequency Division Multiple Access).

vengono assegnati di volta in volta, a seconda delle necessità momentanee di traffico tra le varie stazioni. Non appena l'utilizzazione di un circuito cessa, esso si rende immediatamente disponibile per un altro collegamento tra due qualsiasi stazioni del sistema. In altre parole si può dire che ogni circuito del satellite non è più permanentemente associato ad un certo terminale ma fa parte di un fondo comune (pool) al quale possono attingere tutte le stazioni terrene attrezzate per l'assegnazione su domanda.

1.2. VANTAGGI E SVANTAGGI DELL'ASSEGNAZIONE SU DOMANDA.

Una rassegna dei vantaggi offerti dalle tecniche di assegnazione su domanda include (bibl. 4 e 5):

— un uso più efficiente della capacità disponibile sul satellite, cioè la necessità di un minor numero di canali sul satellite rispetto ad un sistema preassegnato, a parità di traffico da svolgere, e ciò per due motivi:

a) le direttrici di basso traffico vengono in pratica combinate in un unico gruppo di circuiti, quindi, a parità di « grado del servizio » [4], il traffico offerto (bibl. 2) ad ogni circuito può essere aumentato e il numero totale di circuiti ridotto. L'effettivo risparmio di circuiti può essere determinato con l'ausilio della formula B di Erlang e delle relative tavole (bibl. 3) e sarà maggiore per le direttrici di traffico molto basso.

b) Grazie alle differenze dei fusi orari tra diverse coppie di stazioni, non tutte le direttrici di traffico avranno simultaneamente la stessa ora di « punta » e quindi il numero totale di circuiti richiesto può essere ulteriormente ridotto.

— La possibilità per le stazioni equipaggiate per l'assegnazione su domanda, di avere l'accesso a tutte le destinazioni del « pool », comprese quelle per le quali i collegamenti non sarebbero economicamente convenienti con i sistemi preassegnati.

— La semplificazione dei piani di frequenza e la riduzione del numero delle loro revisioni con gli aumenti di traffico.

— La semplificazione delle modifiche agli impianti delle stazioni terrene in corrispondenza allo stabilirsi di nuovi collegamenti con nuove destinazioni (mentre con le portanti preassegnate FM/FDMA sono necessarie nuove catene di modulazione e demodulazione, con i sistemi di assegnazione su domanda è sufficiente l'aggiunta di « unità di canale » di progettazione normalizzata relativamente semplice, mentre il nucleo principale di apparati comuni resta invariato).

— La possibilità di ridurre il numero di circuiti nel collegamento terrestre tra la stazione terrena ed il centro di transito (TC = Transit Center).

A fronte di questi vantaggi, gli svantaggi, o le aree critiche presentate dai sistemi di assegnazione su domanda, sono:

— la necessità di apparati di commutazione alle stazioni terrene per associare un canale scelto sul satellite con un dato circuito terrestre;

— la necessità di apparati di comando e segnalazione alle stazioni terrene per comandare il processo di scelta del canale e per aggiornare continuamente ed automaticamente, in comunicazione con tutti gli altri utilizzatori del sistema, la situazione dell'impegno dei canali del » pool »; questa necessità di un nucleo comune di apparati, piuttosto complessi e costosi indipendente dal numero dei canali, si riflette in un costo degli apparati di stazione generalmente un po' superiore rispetto a quello che si avrebbe per smaltire lo stesso traffico con portanti preassegnate FM/FDMA, salvo nel caso di stazioni con numerose direttrici di traffico, tutte con basso numero di canali (bibl. 5);

— la effettiva compatibilità del sistema con tutti i sistemi di segnalazione in uso nei circuiti internazionali;

— la possibilità di dover ricorrere, per poter sfruttare in pieno le caratteristiche peculiari dell'assegnazione su domanda, ad alcune tecniche di utilizzazione del segmento spaziale meno efficienti di quelle in uso per i circuiti preassegnati (per esempio, portanti a canale singolo o antenne a copertura globale anziché regionale).

1.3. CLASSIFICAZIONE DEI CIRCUITI CON ASSEGNAZIONE SU DOMANDA.

Si possono distinguere tre categorie di circuiti con assegnazione su domanda, a seconda della flessibilità consentita dal sistema nell'allocazione dei canali del satellite alle varie stazioni (bibl. 4). Esse sono:

a) circuiti « con assegnazione su domanda completamente variabile », cioè per i quali ambedue le stazioni terminali possono cambiare, a seconda della domanda istantanea;

b) circuiti « a destinazione variabile », cioè per i quali i terminali di origine sono permanentemente assegnati ad una stazione terrena, ma le destinazioni possono variare con la domanda istantanea;

c) circuiti « a selezione variabile », cioè per i quali i terminali di destinazione sono permanentemente assegnati ad una stazione terrena mentre le origini possono variare con la domanda istantanea.

Ovviamente i circuiti della prima categoria sono i più efficienti dal punto di vista del traffico. I circuiti delle altre due categorie offrono una eguale minore efficienza ma differiscono per i requisiti degli apparati alle stazioni terrene. Infatti con il sistema « a destinazione variabile » i canali trasmessi da una stazione possono essere raggruppati insieme con una necessità minima di apparati, ma la stazione deve essere in grado di ricevere qualsiasi canale con una notevole complicazione quindi nel lato ricevente. I circuiti « a selezione variabile » invece implicano un aumento di complessità nel lato trasmittente.

2. Tecniche di assegnazione su domanda.

2.1. MULTIPLAZIONE A DIVISIONE DI FREQUENZA E A DIVISIONE DI TEMPO.

Esistono due tecniche fondamentali di realizzazione di circuiti telefonici con assegnazione su domanda, a seconda del sistema di accesso multiplo sul satellite.

(4) Per « grado del servizio » si intende la percentuale delle chiamate telefoniche perse nell'ora di maggior traffico (busy hour).

Queste tecniche sono:

a) accesso multiplo a divisione di frequenza (nella letteratura inglese indicato con FDMA, cioè « Frequency Division Multiple Access ») nel quale i canali, o gruppi di canali, vengono trasmessi al satellite su diverse portanti separate tra loro in frequenza. La modulazione delle portanti può essere analogica (in particolare, modulazione di frequenza indicata con la sigla FM) o numerica (per esempio PCM/PSK [5]);

b) accesso multiplo a divisione di tempo (nella letteratura inglese indicato con TDMA cioè « Time Division Multiple Access ») nel quale tutte le stazioni trasmettono una portante della stessa frequenza ciascuna negli intervalli di tempo (« time slot » o « burst ») ad essa assegnati entro ogni quadro (« frame »). Per questo sistema di accesso multiplo, l'unico tipo di modulazione praticamente possibile è, allo stato attuale della tecnologia, la modulazione a impulsi codificati.

Per un confronto di vantaggi e svantaggi tra le due tecniche occorre considerare i seguenti elementi:

— in un sistema a divisione di tempo, poiché il ripetitore lavora in pratica con una sola portante, non c'è rumore di intermodulazione come nei sistemi con più portanti multiplate in frequenza (bibl. 6); di conseguenza non c'è bisogno di mantenere la potenza totale sensibilmente inferiore alla potenza di saturazione del tubo ad onda progressiva finale del ripetitore (back off) che quindi può essere utilizzata completamente;

— un sistema a divisione di tempo non richiede un preciso comando della potenza irradiata dalle stazioni terrene, dal momento che queste trasmettono una per volta, nell'intervallo di tempo loro assegnato. Nei sistemi a multiplazione di frequenza invece è indispensabile un accurato comando della potenza nella tratta in salita a causa della coesistenza simultanea di più portanti sullo stesso ripetitore;

— d'altro canto i sistemi TDMA presentano il problema della sincronizzazione nel tempo delle varie stazioni, che impone tolleranze strettissime sul tempo d'arrivo dei segnali al satellite o l'impiego di tecniche di memorizzazione nelle apparecchiature di terra (bibl. 7);

— una importante caratteristica dei sistemi FDMA è che essi possono, in linea di principio, adattarsi a lavorare simultaneamente con stazioni terrene aventi diversi fattori di qualità (rapporto tra guadagno G dell'antenna in ricezione e temperatura di rumore del sistema ricevente T) mentre i sistemi TDMA richiedono un valore minimo del rapporto G/T, per una determinata velocità di trasmissione (« bit rate », v. paragrafo 2.2.);

— altra importante considerazione di carattere generale è che l'efficienza dei sistemi FDMA non cambia all'aumentare del numero degli accessi, cioè delle stazioni partecipanti al « pool », mentre per i sistemi TDMA l'efficienza diminuisce all'aumentare degli accessi perché aumenta il numero di bit per quadro che portano le informazioni di sincronismo e di identificazione di stazione e che quindi non sono disponibili per i canali telefonici. Quindi i sistemi a divisione di tempo, pur essendo in linea di principio utilizzabili per l'assegnazione su domanda di tipo « completamente variabile », come descritta al paragrafo 1.3., si prestano maggiormente alla realizzazione di sistemi « a destinazione variabile », con la possibilità di variare il numero dei canali trasmessi per ciascuna stazione a frequenti intervalli di tempo, seguendo la domanda. I sistemi a divisione di frequenza sono invece più adatti alla realizzazione dell'assegnazione su domanda « completamente variabile ».
È perciò ragionevole pensare che un sistema FDMA ed un sistema TDMA possano anche coesistere su uno stesso satellite, in quanto si integrerebbero a vicenda soddisfacendo diverse esigenze di traffico: il primo per utilizzatori di piccole capacità con molte destinazioni diverse, il secondo per utilizzatori di medie o grandi capacità verso un certo numero di destinazioni con proporzioni variabili nel tempo;

— per quanto riguarda il costo degli apparati di terra osserviamo subito che il costo del nucleo comune di apparati è maggiore per i sistemi a divisione di tempo, mentre il costo delle unità di canale è maggiore per i sistemi a divisione di frequenza; gli apparati di tempo sono inoltre, in generale, di più difficile manutenzione poiché la velocità di trasmissione che determina la complessità dei circuiti logici numerici è sempre quella che corrisponde alla massima capacità del sistema, anche se si utilizza un solo canale.

2.2. MODULAZIONE ANALOGICA E MODULAZIONE NUMERICA. CAPACITÀ DI UN RIPETITORE INTELSAT IV.

Come già si è accennato al paragrafo precedente, non sembra a tutt'oggi realizzabile un sistema di accesso multiplo a divisione di tempo con modulazione analogica. Comunque, anche per un sistema a divisione di frequenza è facile dimostrare che la modulazione numerica permette di ottenere, da un ripetitore Intelsat IV con le caratteristiche richiamate al paragrafo 1.1, capacità molto maggiori. Consideriamo infatti un sistema con modulazione di frequenza a canale singolo per portante; questa è infatti la configurazione che consente di sfruttare meglio la flessibilità del sistema connessa con l'assegnazione su domanda « completamente variabile ». Il procedimento da seguire per il calcolo della capacità è il seguente:

a) stabilire il « margine di pioggia » M del sistema e, in base ad esso, calcolare il « margine di soglia » A [6] con la seguente formula:

(5) Come è noto PCM significa Pulse Code Modulation (modulazione a impulsi codificati) e PSK significa Phase Shift Keying (manipolazione con variazione di fase); le due modulazioni sono generalmente combinate.

(6) I termini « margine di pioggia » M e « margine di soglia » A sono di impiego comune nel calcolo dei parametri di trasmissione per le comunicazioni via satellite e possono essere così definiti: per *margine di soglia* si intende il peggioramento consentito del rapporto C/N (potenza della portante C/potenza di rumore N nella banda occupata a radio frequenza per un demodulatore convenzionale o nella banda ridotta a media frequenza per un ricevitore ad estensione di soglia) in seguito a cattive condizioni atmosferiche prima di raggiungere la soglia del demodulatore; per *margine di pioggia* si intende il peggioramento consen-

[1] $$(A)_{dB} = 10 \log (r + M) - 10 \log (1 + r)$$

[1a) dove $$r = \frac{N_i + N_s}{N_d} .$$

b) Calcolare la banda compressa a media frequenza B_{IF} per un ricevitore del tipo a controreazione di frequenza, con la formula [2] anch'essa di facile dimostrazione:

[2] $$B_{IF} = \frac{B + 2 f_m (F - 1)}{F}$$

dove B = larghezza di banda occupata a radio frequenza dal singolo canale; f_m = massima frequenza modulante; F = fattore di controreazione di frequenza.

c) Calcolare, in base al valore del C/N ottenibile con i parametri di trasmissione del sistema, la larghezza di banda necessaria a radio frequenza, dalla relazione:

[3] $$\frac{C}{N} = \frac{C}{N_{IF}} \cdot A \cdot \frac{B_{IF}}{B}$$

dove C/N_{IF} è il rapporto tra potenza della portante e potenza di rumore nella banda a media frequenza, alla soglia del demodulatore.

Seguendo un procedimento di questo tipo, il British Telecommunications Research (bibl. 4) ha calcolato, per un ripetitore dell'Intelsat IV collegato alle antenne con copertura globale, una larghezza di banda a radio frequenza di 136 kHz per canale per cui, assumendo un 25% di banda di guardia tra i canali, la capacità risulta circa 210 canali.

Una capacità notevolmente superiore è possibile ottenere modulando ogni portante con un solo canale campionato con tecnica digitale PCM/PSK, e multiplando poi in frequenza le varie portanti: esempio importante di applicazione di questo tipo di modulazione è fornito dal sistema SPADE, descritto al capitolo 3 di questo studio. La capacità di un tale sistema può essere calcolata con il seguente procedimento:

a) si calcola il valore minimo del rapporto C/T (potenza della portante su temperatura di rumore) richiesto dal demodulatore PSK per produrre il tasso di errore richiesto, utilizzando la formula:

[4] $$\frac{C}{T} = \frac{E \cdot R_c}{N_o} \cdot k \cdot M_i$$

dove: E/N_o rappresenta il noto parametro conosciuto sotto il nome di « efficienza di comunicazioni » (rapporto tra l'energia E per bit di informazione e la densità di rumore N_o per unità di larghezza di banda). Per un tasso di errore per bit di 10^{-4} (bibl. 8) e per una rivelazione coerente a 2 o 4 fasi il valore teorico di E/N_o è 8,4 dB (bibl. 9); R_c è la velocità di trasmissione per canale telefonico, per il sistema SPADE pari a 64 kbit/sec = 48.1 dB; k è la costante di Boltzmann = — 228.6 dBW/Hz. °K; M_i è un margine per tener conto dello scostamento dal teorico della prestazione effettiva del demodulatore, per lo SPADE assunto pari a 2,3 dB (bibl. 10).

Sostituendo questi valori nella [4] si ottiene: C/T = — 169.8 dBW/°K. Tenendo conto poi del rumore di intermodulazione il C/T dovuto al solo rumore termico risulta — 167.7 dBW/°K (bibl. 10).

b) Si calcola poi il valore del rapporto $(C/T)_L$ fra la potenza della portante C e la temperatura di rumore T disponibile sull'intero collegamento come risulta dal contributo del rumore termico della tratta in salita $(C/T)_s$ e della tratta in discesa $(C/T)_d$. Si ha:

[5] $$\left(\frac{C}{T}\right)_d = P - P_u - L + \left(\frac{G}{T}\right)_{ter} - M ,$$

dove: P = potenza effettiva irradiata dal ripetitore dell'Intelsat IV = 22 dBW; P_u = « back-off » di uscita del ripetitore, che definisce il punto di lavoro sulla caratteristica del tubo ad onda progressiva = = 4.2 dB (bibl. 10); L = attenuazione di percorso satellite-terra, a 4 GHz e per un angolo di elevazione della stazione terrena di 10° = 196.7 dB; $(G/T)_{ter}$ = = rapporto fra guadagno e rumore della stazione terrena (valore normale = 40.7 dB/°K); M = margine di progettazione del sistema = 4 dB.
Dalla [5] si ottiene: $(C/T)_d$ = — 142.2 dBW/°K.

Analogamente in salita si ha:

[6] $$\left(\frac{C}{T}\right)_s = W_s - 37 - P_e + \left(\frac{G}{T}\right)_{sat}$$

dove: W_s = densità di potenza di saturazione del ripetitore del satellite nelle condizioni di lavoro (= — 66.2 dBW/m²); — 37 dB m² = area efficace a 6 GHz di un'antenna isotropica; P_e = « back-off » di entrata del ripetitore (= 10 dB, bibl. 10); $(G/T)_{sat}$ = = rapporto tra guadagno e temperatura di rumore a 6 GHz del satellite (= — 17,6 dB).

Dalla [6] si ottiene: $(C/T)_s$ = — 130.8 dBW/°K.

Dalla combinazione dei valori calcolati per $(C/T)_d$ e $(C/T)_s$ si ricava, $(C/T)_L$ disponibile sull'intero collegamento dovuto al solo rumore termico; risulta:

$$(C/T)_L = -142.5 \text{ dBW/°K}.$$

c) La differenza tra $(C/T)_L$ ed il valore minimo di C/T richiesto dal demodulatore del singolo canale, calcolato al punto a, esprime il numero di canali N_c contemporaneamente attivi possibili:

$$N_c = 25.2 \text{ dB} = 330 \text{ canali}.$$

Tenendo conto che nel sistema SPADE, le singole portanti sono trasmesse solo quando viene rivelata la voce del parlatore e assumendo una attività del parlatore del 40% del tempo complessivo, la capacità teorica del sistema sarebbe dell'ordine di 830 canali. Come si vedrà al capitolo 3, la larghezza di banda a radio frequenza per canale del sistema SPADE è di 45 kHz e quindi la capacità nominale di un ripetitore con 36 MHz di banda utile risulta 800 canali, quindi si può concludere che, con i parametri di trasmissione scelti si è approssimativamente ugualmente limitati in banda ed in potenza.

tito in seguito ad attenuazione della potenza della portante e/o l'aumento del rumore del sistema ricevente prima di raggiungere la soglia del demodulatore. In altre parole si può dire che il margine di pioggia può essere schematizzato con un attenuatore « caldo » (cioè che genera rumore) posto prima dell'antenna ricevente ed è sempre maggiore del margine di soglia perché deve essere soddisfatta la relazione:

$$\frac{C}{A(N_d + N_i + N_s)} = \frac{C}{M N_d + N_i + N_s}$$

dove N_d, N_i e N_s sono rispettivamente il rumore nella tratta in discesa (satellite-terra), il rumore di intermodulazione generato sul satellite ed il rumore nella tratta in salita (terra-satellite), espressi generalmente in pW.

Osserviamo inoltre che, come risulta chiaramente dalla [5] tale capacità è strettamente legata al rapporto $(G/T)_{ter}$ della stazione terrena ma, nulla vieta, in linea di principio, di impiegare simultaneamente stazioni con diversi fattori di qualità purché si possa programmare opportunamente la potenza trasmessa da terra in funzione della destinazione.

Oltre al vantaggio ora discusso della maggiore capacità, le tecniche di modulazione numerica offrono altri vantaggi rispetto alla modulazione analogica. In particolare ricordiamo brevemente che:

— i sistemi numerici sono meno sensibili alle interferenze;

— con i sistemi numerici non si hanno gli effetti di diafonia intellegibile, causati dalle non linearità del ripetitore;

— segnali di tipo PCM si prestano facilmente ad essere integrati in sistemi di commutazione e di indirizzo;

— i sistemi numerici permettono un largo impiego di apparecchiature di tipo « modulare » che consentono quindi una facile espansione e bassi costi di manutenzione;

— con i sistemi numerici è facile introdurre dispositivi di «segreto » anche per le comunicazioni via satellite.

Calcoliamo infine la capacità di un ripetitore Intelsat IV con le solite caratteristiche, impiegato per la realizzazione di un sistema di assegnazione su domanda a divisione di tempo (PCM/PSK/TDMA). La formula da utilizzare è la seguente:

[7] $$P_c = \frac{E}{N_o} + R_c - 228{,}6 - \left(\frac{G}{T}\right)_{sat} + L + M_i + M \quad \text{[dBW]}$$

derivata sostituendo la [4] nella [5] con P_u = O, essendoci una sola portante, e dove P_c indica la potenza effettiva irradiata dal satellite per canale, ed R_c è la velocità di trasmissione (bit rate) per canale. Sostituendo i valori di cui al caso precedente per E/N_o, R_c, $(G/T)_{sat}$ L ed M e assumendo per il margine del demodulatore a 4 fasi M_i = 3.1 dB (bibl. 11) si ottiene:

$$P_c = -9 \text{ dBW} = 0{,}126 \text{ W}.$$

Poiché la potenza effettiva disponibile sul ripetitore del satellite è 22 dBW cioè 159 W, il numero di canali teoricamente possibili sarebbe:

$$N_c = \frac{159}{0{,}126} = 1260 .$$

Dal punto di vista dell'utilizzazione della banda di 36 MHz del ripetitore, si ha:

[8] $$N_c = \frac{36 \cdot 10^6}{R} \log_2 n_\varphi$$

dove n_φ è il numero delle fasi.
Quindi, per un sistema a 4 fasi, N_c = 1125 canali, cioè si ha una limitazione in banda prima che in potenza ed una velocità di trasmissione sul collegamento di 1125 × 64 = 72 Mbit/sec.

Osserviamo che, una volta stabilita la velocità di trasmissione sul collegamento e nota la P del satellite, la [7] indica che esiste un valore minimo del $(G/T)_{ter}$ delle stazioni terrene al contrario di quanto osservato per i sistemi a divisione di frequenza e ricordiamo inoltre che tutte le stazioni devono adeguare la propria trasmissione alla velocità di trasmissione complessiva, indipendentemente dal numero di canali utilizzati.

In pratica il numero di canali possibile è inferiore a quello prima calcolato perché non tutta la capacità d'informazione disponibile è utilizzabile per le conversazioni telefoniche, dato che ogni stazione deve iniziare la trasmissione nel suo intervallo di tempo con un certo numero di bit di sincronismo e di identificazione (preambolo). Il calcolo delle capacità effettive è legato naturalmente alla lunghezza del quadro ed al numero delle stazioni. Esamineremo due casi:

a) un quadro lungo 125 μsec, che corrisponde alla campionatura di 8 kHz accettata dal CCITT e che permette quindi un funzionamento in tempo reale senza dispositivi di memoria;

b) un quadro lungo 1 msec (8 × 115 μsec) entro il quale i campioni di ogni canale precedentemente immagazzinati in appositi circuiti di memoria, vengono trasmessi a gruppi di otto, al fine di ridurre la parte del quadro perduta per le informazioni del preambolo (bibl. 11). Per ambedue i casi i calcoli sono stati effettuati con 20 o 50 stazioni, utilizzando la seguente formula:

[9] $$N_c' = \frac{R_u}{R_c} = \frac{R L_q - n_p \; N_{st}}{L_q R_c}$$

dove: N_c' = numero di canali effettivo (unidirezionali), R_u = capacità d'informazione utile per le conversazioni, in bit/sec, R_c = velocità di trasmissione del canale, in bit/sec, R = velocità di trasmissione del collegamento, in bit/sec, L_q = lunghezza del « quadro », in sec, n_p = numero di bit del preambolo, N_{st} = numero delle stazioni.
Assumendo n_p = 57 nel caso a) e n_p = 72 nel caso b) (bibl. 11) i risultati ottenuti dalla [9] sono riassunti nella tabella 2 dove sono stati riportati anche i valori delle capacità ricavate per i sistemi a divisione di frequenze.

TABELLA II

Capacità di un ripetitore dell'Intelsat IV per i vari sistemi di assegnazione su domanda.

Sistema di assegnazione su domanda		Num. di canali (N_c')
FM/FDMA	1 canale per portante	210
PCM/PSK/FDMA	1 canale per portante	800
PCM/PSK/TDMA	50 staz. - L_q = 125 μsec	770
	20 staz. - L_q = 125 μsec	980
	50 staz. - L_q = 1 msec	1070
	20 staz. - L_q = 1 msec	1100

3. Il sistema SPADE.

3.1. DESCRIZIONE GENERALE.

L'introduzione più conveniente ad una descrizione del sistema SPADE risiede nella spiegazione del significato della sigla che già in sé contiene molti degli elementi che caratterizzano il sistema. Si ha infatti:

S *S*ingle channel per carrier (canale singolo per portante);

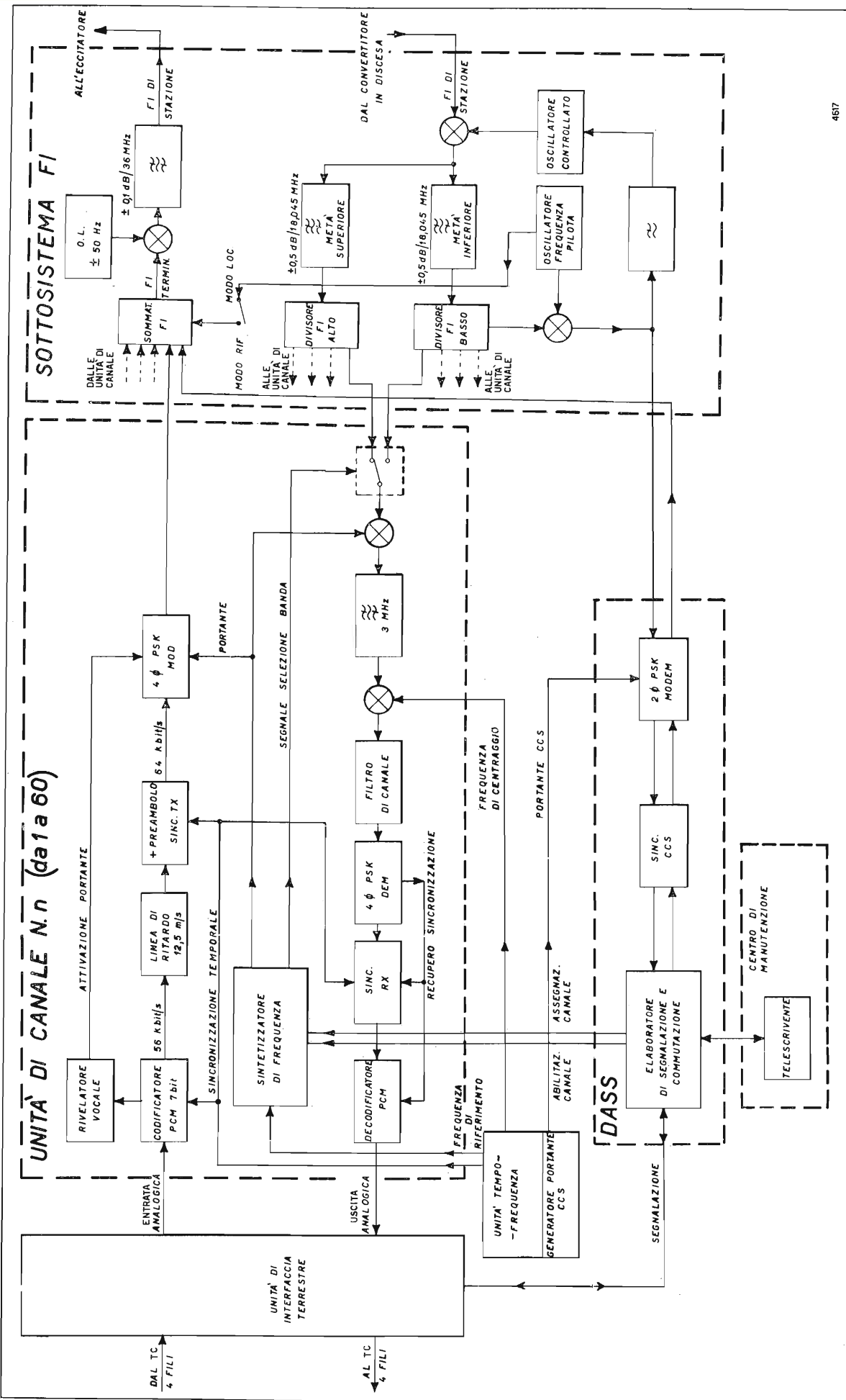



Fig. 2. — Schema a blocchi dettagliato di un terminale SPADE terrestre.

P *P*CM (Pulse Code Modulation);

A multiple *A*cces (Accesso multiplo);

D *D*emand assignement (assegnazione su Domanda)

E *E*quipment (apparecchiatura).

Nel sistema SPADE la banda di uno dei ripetitori dell'Intelsat IV viene divisa sulla base della assegnazione di un singolo canale telefonico ad ogni portante a RF. In questo modo la banda a RF viene ad essere occupata da un gruppo (pool) di frequenze a disposizione di qualsiasi stazione terrena che abbia accesso al sistema.

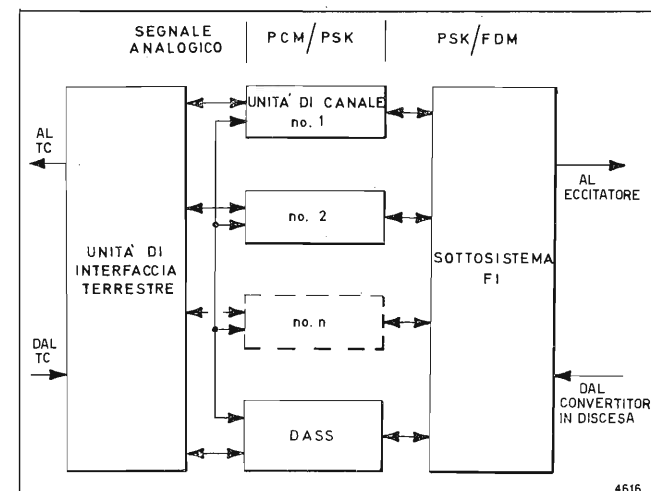
Lo SPADE costituisce la realizzazione pratica di un sistema di accesso multiplo ad assegnazione su domanda completamente variabile in quanto tutti i circuiti possono essere utilizzati su richiesta da ognuna delle stazioni partecipanti per comunicare con tutte le altre.

Il sistema non necessita di una stazione centralizzata che operi transiti e controlli, eliminando con ciò il delicato problema della allocazione geografica di una stazione del genere e nello stesso tempo aumentando il grado di fidatezza di tutto il sistema dato che, nella eventualità di un guasto grave ad una stazione di riferimento centralizzata, sarebbe necessario sospendere le operazioni di tutte le altre.

L'assegnazione delle frequenze libere del « pool » avviene tramite uno dei sottosistemi componenti il terminale SPADE: l'unità DASS (Demand Assignment signaling and Switching Subsystem = sottosistema di segnalazione e commutazione) che comprende un elaboratore. La scelta delle frequenze è resa possibile dalle informazioni sullo stato di allocazione delle medesime che il DASS riceve con continuità sul Canale Comune di Segnalazione (CCS). Questo canale è infatti separato da quelli dedicati alle conversazioni ed è utilizzato per lo scambio di informazioni di segnalazione tra terminali, su base ad accesso multiplo a divisione di tempo.

Lo schema a blocchi della figura 1 rappresenta le unità principali costituenti un terminale SPADE, le quali possono essere divise in tre gruppi:

1) apparati comuni composti dai seguenti sottosistemi:

a) unità di segnalazione e commutazione (DASS); *b*) unità tempo-frequenza (UTF) (v. fig. 2); *c*) sottosistema a frequenza intermedia (FI); *d*) centro di manutenzione (v. fig. 2);

2) unità di interfaccia terrestre (UIT);

3) unità di canale composta dai seguenti elementi (fig. 2):

a) codificatore-decodificatore (Codec) PCM; *b*) sintetizzatore di frequenza; *c*) modulatore-demodulatore (Modem) PSK a 4 fasi; *d*) sincronizzatore in trasmissione e ricezione; *e*) rivelatore vocale.

Mentre un solo gruppo di apparati comuni è sufficiente per ogni stazione, una unità di canale è sufficiente per un solo circuito telefonico bidirezionale.

Fig. 1. — Schema a blocchi generalizzato di un terminale SPADE terrestre.

3.2. Descrizione funzionale.

Per la descrizione funzionale che segue si fa riferimento allo schema a blocchi dettagliato che riporta, in figura 2, l'impianto terminale SPADE di una stazione terrena.

Il segnale telefonico sotto forma analogica e la relativa segnalazione giungono al terminale dalla centrale telefonica intercontinentale (TC) tramite l'unità di interfaccia terrestre la quale opera la commutazione dei circuiti e delle segnalazioni relative tra le unità di canale ed il DASS.

Quando il terminale riceve dal TC la richiesta di una comunicazione l'unità DASS automaticamente sceglie, dal « pool » delle frequenze, una coppia di portanti non impegnate, avverte la stazione di destinazione dell'imminente arrivo della chiamata e della frequenza assegnatale per la risposta. La frequenza scelta viene fornita all'unità di canale dal sintetizzatore di frequenza in grado di generare le 800 portanti previste. La portante generata viene inviata al modulatore PSK e al commutatore dell'unità di canale oltre che al primo miscelatore della catena ricevente dell'unità stessa.

Una volta stabilito il collegamento il DASS opera un controllo di continuità sul circuito mentre il segnale vocale ricevuto dall'unità di canale è inviato in un codificatore PCM a 7 bit che lo trasforma da analogico in numerico. Il rivelatore vocale ha il compito di abilitare la portante prescelta solo negli intervalli di tempo in cui il circuito è attivo.

L'uscita del codificatore va alla linea di ritardo che ritarda il segnale del tempo necessario al rivelatore per stabilire se il circuito è attivo o no. Il rivelatore può anche essere di tipo numerico, in tal caso esso agisce sul segnale già codificato e non è più necessario l'inserimento della linea di ritardo.

Il sincronizzatore in trasmissione combina una sequenza di bit del preambolo con il segnale uscente dal codificatore, aumentando la velocità di ripetizione degli impulsi (bit rate) da 56 a 64 kbit/sec.

Il modulatore PSK modula poi in fase, a 4 fasi, la portante assegnata con il flusso di bit uscente soltanto negli intervalli di attività del circuito.

Tutte le unità di canale terminano, assieme al CCS, nel sommatore facente parte del sottosistema FI che opera tutte le funzioni di interfaccia verso la sezione a radiofrequenza della stazione terrena.

Nel caso che la stazione operi come *stazione di riferimento*, viene inviata nel sommatore FI anche la frequenza pilota mentre se la stazione opera in modo locale ciò non avviene ed in ricezione essa riceve il segnale pilota trasmesso dalla stazione di riferimento e si aggancia ad essa. Il sottosistema FI esplica quindi le seguenti funzioni:

1) In trasmissione combina in un solo spettro le portanti modulate in fase provenienti dalle unità di canale, la portante modulata ancora in fase (2 fasi) dal modulatore CCS (facente parte del DASS) e, nel caso della stazione di riferimento, il segnale pilota non modulato. Tale spettro è poi traslato alla FI di stazione e filtrato mediante un filtro passa banda avente banda passante di 36 MHz piatta a ± 0,1 dB.

2) In ricezione trasla lo spettro ricevuto alla frequenza FI del terminale SPADE e fornisce poi tale spettro a ciascuna unità di canale e al demodulatore del CCS (nel DASS). La banda di 36 MHz viene divisa in due semibande: una inferiore ed una superiore, ambedue di 18 MHz. Ciò per aumentare la reiezione del rumore immagine all'entrata del demodulatore di canale. Ognuna delle semibande è inviata poi in un divisore la cui uscita è passata al demodulatore di canale tramite un commutatore comandato dall'informazione proveniente dal sintetizzatore di frequenza.

Il ciclo di comando automatico di frequenza (CAF), comprendente un oscillatore comandato in tensione, rimuove l'effetto Doppler della tratta in discesa ed eventuali instabilità degli oscillatori locali a bordo del satellite. Il ciclo si aggancia alla frequenza pilota trasmessa nel centro della banda assegnata. Lo spettro ricevuto viene infatti miscelato con la frequenza pilota generata dall'apposito oscillatore in modo che, quando la frequenza pilota ricevuta è perfettamente centrata, all'uscita del miscelatore si avrà battimento zero. Questo battimento viene passato in un filtro passa-basso e quindi inviato all'oscillatore comandato in tensione chiudendo così il ciclo di controllo.

A causa della particolare allocazione di frequenza impiegata (v. paragrafo seguente) il battimento zero produrrà una differenza di frequenza tra la frequenza dell'oscillatore pilota locale e la portante del CCS di esattamente 18,045 MHz (per una banda a RF di 36 MHz), che è la prima frequenza intermedia del demodulatore del CCS e può essere direttamente inviata ad esso per la relativa demodulazione.

L'unità tempo-frequenza comprende e gli oscillatori e le catene di divisori necessarie a fornire le frequenze di riferimento alle unità di canale mentre il generatore della portante del CCS genera una sola frequenza posta a 45 kHz al di sotto del limite inferiore della banda di 36 MHz.

3.3. ALLOCAZIONE DELLE FREQUENZE.

Assumendo una spaziatura tra le portanti di 45 kHz, la banda di 36 MHz di un ripetitore dell'Intelsat IV permette di ottenere 800 canali. Di questi soltanto 794 sono utilizzati in quanto lo spettro dei due canali centrali della banda è assegnato all'allocazione del segnale pilota trasmesso dalla stazione di riferimento, inoltre i primi due canali (il primo ed il secondo) e quelli accoppiati con essi (ossia i primi due della metà superiore della banda), sono anch'essi inutilizzati ai fini delle comunicazioni telefoniche vista la maggiore larghezza della banda del CCS. La portante del CCS è infatti allocata 18.045 MHz al di sotto della frequenza pilota, e ad essa viene assegnata una banda di 160 kHz (± 80 kHz). Il primo canale utilizzabile è quindi quello definito come canale 3 ed è posto 112,5 kHz al di sopra del limite inferiore della banda mentre il canale 399 è posto 67,5 kHz al di sotto della frequenza pilota.

Il primo canale utilizzabile nella semibanda superiore è il canale 3' che si trova a 157,5 kHz al di sopra della pilota mentre il canale 399' è posto 22,5 kHz prima dell'estremità superiore dell'intera banda a RF.

Tutti i canali aventi la stessa numerazione sono distanziati tra loro di 18,045 MHz, ciò, assieme al fatto che due canali così accoppiati sono usati per formare un circuito telefonico bidirezionale, rende possibile al sintetizzatore di fornire una sola frequenza al modem di canale. La situazione descritta è rappresentata in figura 3.

Fig. 3. — Allocazione delle frequenze nel sistema SPADE.

3.4. CONSIDERAZIONI DI PROGETTO DEL SISTEMA.

3.4.1. *Bande occupate e modulazione.* Dal teorema del campionamento si sa che la minima frequenza di campionamento (frequenza di Nyquist) deve essere pari al doppio della massima frequenza del segnale analogico. Quindi per un canale telefonico ($f_m = 4$ kHz) codificato con sistema PCM a due livelli, con 7 impulsi per campione si ha una velocità di trasmissione o frequenza di ripetizione f_r (bit rate):

$$f_r = 2 \times 4000 \times 7 = 56.000 \text{ bit/sec.}$$

Tale frequenza di ripetizione corrisponderebbe ad una larghezza di banda occupata a radiofrequenza dalla portante modulata in fase, con sistema PSK a due fasi, di 56 kHz. Basti infatti pensare che ad una successione di 0 e di 1 alternati con una frequenza di ripetizione di 56.000 bit/sec corrisponde una sinusoide fondamentale con frequenza 28 kHz e che, in ricezione, è sufficiente poter riprodurre questa frequenza per ricostituire il flusso di bit trasmesso. In altre parole si può dire che è sufficiente trasmettere le prime bande laterali a ± 28 kHz dalla portante modulata con sistema PSK bifase.

Dato che ciascun impulso porta una quantità di informazione proporzionale a $\log_2 n$ dove n è il numero dei livelli o delle fasi possibili aumentando il numero n si ha che ogni impulso porterà una maggiore quantità di informazione. Per esempio con un sistema a 4 fasi ogni impulso porta 2 bit di informazione, mentre con il sistema bifase ne porta soltanto uno. Quindi in un sistema tetrafase, a parità di capacità di informazione con un sistema bifase (per esempio 56 k bit/sec) è possibile dimezzare il numero degli impulsi, cioè raddoppiare la durata di ciascun impulso e quindi, in definitiva, dimezzare la larghezza di banda occupata a radio frequenza (28 kHz anziché 56 kHz).

Occorre poi introdurre un certo numero di bit di sincronizzazione per consentire al ricevitore di interpretare correttamente la sequenza dei segnali ricevuti, campionando i vari simboli quando essi hanno raggiunto il loro valore definitivo e non nelle condizioni di transizione.

Nel caso del sistema SPADE si passa così da 56 k bit/sec all'uscita del codificatore PCM a 7 bit ai 64 kbit/sec all'entrata del modulatore PSK attraverso un sincronizzatore di trasmissione. Si arriva così ad una larghezza di banda a radio frequenza di 32 kHz essendo la modulazione del tipo a 4 fasi.

La larghezza di banda così calcolata è la minima teoricamente accettabile. Essa va poi aumentata per i seguenti motivi pratici:

1) per ridurre l'interferenza tra i simboli dovuta all'effetto delle code (il rapporto 211-1 del CCIR, Oslo 1966, suggerisce che la banda a radio frequenza sia pari a 1,2 volte la velocità di trasmissione);

2) per consentire una banda di guardia tra le portanti nell'accesso multiplo a divisione di frequenza (il rapporto 211-1 del CCIR assume una banda di guardia pari al 25% della banda occupata).

Nel sistema SPADE si è assunta sulla base dei risultati degli esperimenti effettuati dalla Comsat (bibl. 8) una spaziatura tra le portanti di 45 kHz, che corrisponde ad 1,4 volte la velocità di trasmissione di 32 kbit/sec.

Per il canale comune di segnalazione la frequenza di ripetizione è pari a 128.000 bit/sec (vedi par. 3.4) che corrisponde ad una larghezza di banda a RF minima teorica accettabile con trasmissione di tipo PSK a 2 fasi di 128 kHz.

Come già detto, al CCS viene assegnata una banda di 160 kHz, l'incremento di 32 kHz rispetto a quella minima accettabile è giustificato considerando oltre che la importanza di questo canale, sul quale transitano tutte le informazioni sullo stato del sistema, anche in quale modo viene estratta la banda del CCS dal ciclo del controllo automatico di frequenza. Infatti, nel caso che la frequenza pilota ricevuta sia spostata rispetto a quella generata localmente, la frequenza centrale della banda del CCS sarà spostata rispetto alla sua posizione nominale quindi l'allargamento della banda a disposizione del CCS impedisce sovrapposizioni con i primi canali riservati alla trasmissione della conversazione.

3.4.2. *Confronto tra sistemi multifase.* Osserviamo innanzi tutto che all'aumentare del numero dei livelli o delle fasi, aumenta la probabilità di errore, a parità di rapporto segnale-rumore. Infatti aumentando il numero dei livelli di decisione si riduce il margine disponibile sul rumore. A titolo indicativo il rapporto C/N fra la potenza della portante e quella del rumore nella banda teorica (pari alla velocità di trasmissione in un sistema a 2 fasi) alla soglia si può calcolare assumendo come valore pratico di soglia, per un sistema bifase, 10 dB (questo valore corrisponde ad un tasso di errore di 1.10^{-4} bit che ha fornito prestazioni accettabili dei codec PCM usati dalla Comsat nelle prove sperimentati [bibl. 8]).

Il rapporto C/N di soglia per un sistema a n fasi si può calcolare assumendo che lo sfasamento della portante dovuto alla tensione di rumore di picco non sia superiore a $\pm 360°/2\,n$. Per esempio, per un sistema a 4 fasi, tale sfasamento è $\pm 45°$.

Il segnale demodulato ha un'ampiezza proporzionale al coseno di quest'angolo cioè pari a 0,707 volte quella di un sistema bifase. Quindi un sistema a 4 fasi ha 3 dB di minor margine sul rumore di un sistema a 2 fasi che utilizzi la stessa larghezza di banda, cioè il C/N alla soglia deve essere pari a 13 dB. Poiché d'altra parte passando da un sistema a 2 fasi ad uno a 4 fasi la banda di rumore si dimezza, non è necessario alcun aumento della potenza della portante C per ottenere il valore C/N di soglia necessario.

Con ragionamenti analoghi si vede invece che, per un sistema a 8 fasi, la riduzione della banda di rumore non è sufficiente a compensare il più alto valore di C/N di soglia richiesto, per cui è necessario aumentare la potenza della portante rispetto al sistema bifase (bibl. 9). Queste considerazioni sono riassunte nella tabella 3.

TABELLA 3

Caratteristiche di sistemi PSK a 2, 4 e 8 fasi.

Numero di fasi	2	4	8
Banda teorica per canale (KHz)	64	32	21,3
C/N alla soglia (dB)	10	13	18,3
Potenza della portante relativa al sistema bifase (dB)	0	0	3,5

Per il sistema SPADE si è perciò adottato un sistema a 2 fasi per il canale di segnalazione comune ed un sistema a 4 fasi per i canali di comunicazione. Infatti per il canale di segnalazione che svolge importanti funzioni per l'operatività dell'intero sistema di assegnazione su domanda, è consigliabile avere un tasso di errore il più basso possibile, anche se a spese di una maggiore banda RF occupata. Per i canali di comunicazione il sistema tetrafase consente di dimezzare l'impegno di banda senza dover aumentare la potenza della portante, con un tasso di errore soddisfacente.

3.4.3. *Scambio di segnalazione tra i terminali SPADE.* Come già accennato precedentemente le segnalazioni tra terminali SPADE vengono scambiate per mezzo di un solo canale (CCS) utilizzato in comune su base divisione di tempo. La configurazione operativa del CCS è la seguente: ad ogni stazione viene assegnato un intervallo di tempo (burst) entro il quale essa dovrà trasmettere i dati di segnalazione, il tempo che intercorre tra due emissioni consecutive della stessa sta-

zione è definito quadro (frame). La trasmissione dei pacchetti di dati (burst) è opportunamente sincronizzata in modo che i burst di informazione dei vari terminali giungano senza sovrapposizioni sul satellite il quale poi li ritrasmette a tutte le stazioni. In questo modo il generico terminale trasmette un solo pacchetto di dati e riceve quelli di tutti gli altri, ciò ad ogni ripetizione del quadro. Questa configurazione permette di far accedere al sistema successivamente ulteriori terminali (fino al massimo di 49 previsto attualmente per l'impiego con l'Intelsat IV nella zona Atlantica) senza dover apportare modifiche né alle apparecchiature né al modo di operare (« software ») dei terminali già in funzione. Inoltre lo scambio continuo di informazioni tra terminali fa sì che un limitato numero di circuiti via satellite possa essere utilizzato in comune nel tempo su base assegnazione casuale tra stazioni terrene aventi un numero totale di accessi terrestri molto superiore. Ogni quadro, di durata pari a 50 msec comprende 50 pacchetti o « burst » di 1 msec: uno di riferimento e 49 di dati.

La figura 4 mostra la struttura del quadro, del pacchetto di riferimento e del generico pacchetto di dati. Il pacchetto di dati di riferimento, che può essere univocamente identificato da tutti gli altri, è ripetuto ad ogni quadro. Esso infatti serve da riferimento temporale a tutti i terminali per determinare con esattezza l'istante in cui deve essere trasmesso il rispettivo pacchetto di dati in modo da non dare luogo a sovrapposizioni con i pacchetti immediatamente precedente e seguente.

La struttura del messaggio composto da 48 bit inviato nel « burst » è illustrata in figura 4 b. I primi 4 bit servono alla identificazione del messaggio; dei 16 (2^4) possibili tipi di messaggio solo 10 sono attualmente utilizzati, gli altri 6 restano a disposizione per possibili futuri miglioramenti operativi del sistema.

L'identificazione dei tipi di messaggio si rende necessaria, vista la molteplicità delle informazioni che essi devono portare come per esempio: stato dei circuiti e loro manutenzione, inizio, indirizzamento e supervisione delle chiamate.

Dato che la distribuzione dei messaggi di segnalazione è del tipo da un punto a molti punti tutti i messaggi devono contenere un indirizzo e per individuare 49 terminali previsti sarà necessario un indirizzo composto di almeno 6 bit. Inoltre poiché ogni messaggio è del tipo a unità di messaggio singola (questo per minimizzare il ritardo di trasmissione totale) saranno anche necessari altri 6 bit per identificare in ogni terminale fino a 60 circuiti di accesso.

In definitiva almeno 12 bit saranno necessari per l'indirizzo del messaggio mentre solo 32 bit saranno dedicati alla trasmissione dell'informazione.

Fig. 4. — Struttura del quadro, del pacchetto (burst) sul C C S e del messaggio.

3.4.4. *Ritardi di trasmissione*. Il ritardo di trasmissione T_t della segnalazione tra due terminali SPADE qualsiasi è composto di vari termini: tempo di elaborazione, tempo di emissione, ritardo di propagazione e ritardo di coda (queuing).

Il tempo di elaborazione T_c comprende a sua volta: il tempo di accesso all'elaboratore necessario per immagazzinare i dati ricevuti nella memoria di accesso, il tempo necessario alla individuazione dell'algoritmo da utilizzare ed il tempo necessario al completamento del suddetto algoritmo. Il tempo di elaborazione per il sistema SPADE è attualmente dell'ordine dei 200 microsecondi, mentre quello totale disponibile per l'elaborazione è di 1 millisecondo essendo questo infatti il tempo intercorrente tra le ricezioni di due pacchetti successivi.

Il tempo di emissione T_e di un « burst » trasmesso è dato dal rapporto tra il numero di bit trasmessi nell'intervallo di tempo di 1 msec e la velocità di trasmissione dei bit sul canale comune di segnalazione. Nel caso attuale:

$$T_e = \frac{128 \text{ bit}}{128.000 \text{ bit/sec}} = 1 \text{ msec} .$$

Il ritardo di propagazione, nel caso peggiore, è relativo ad una stazione che vede il satellite con un angolo di elevazione di $+5^o$ e vale circa $T_p = 274$ msec per il percorso totale ad una via.

Il ritardo di « coda » T_q dipende dal fatto che il canale comune di segnalazione viene utilizzato per la segnalazione di molti circuiti su base divisione di tempo. In questo caso si hanno ritardi sulla segnalazione ogni volta che in un dato intervallo di tempo è necessario trattare più di un segnale, si forma allora una « coda » (queue) di attesa dalla quale i segnali sono trasmessi a seconda del loro tempo di arrivo e della loro priorità. La formula che fornisce il ritardo di « coda » fornita dalla Comsat, equivalente a quella stabilita dal CCITT nelle specifiche del sistema di segnalazione n. 6, è la seguente:

$$T_q = \frac{T_f}{2\,(1 - f_t T_f)}$$

dove T_f = durata del quadro di segnalazione.

f_t = frequenza media di arrivo delle chiamate assunta pari a 0,13 chiamate/sec (bibl. 13).

Il ritardo di trasmissione T_t nella prima configurazione studiata per lo SPADE (bibl. 14) che prevedeva una durata del quadro di 300 msec era, considerando un terminale con 60 accessi, costituito dai seguenti contributi:

— ritardo di « coda » $T_q = 156$ msec,

ASSEGNAZIONE SU DOMANDA DI CIRCUITI TELEFONICI VIA SATELLITE

— tempo di emissione: $T_e = \frac{300 \text{ bit}}{5000 \text{ bit/sec}} = 6$ msec,

— ritardo di propagazione: $T_p = 274$ msec,

— tempo di elaborazione: $T_c = 6$ msec;

quindi $T_t = 442$ msec.

Nella configurazione definitiva, proprio per ridurre questo ritardo, la durata del quadro è stata portata a 50 msec e la velocità di ripetizione dei bit sul CCS a 128 kbit/sec con durata del pacchetto (« burst ») pari a 1 msec, quindi si ha:

— ritardo di « coda »: $T_q = 25$ msec,

— tempo di emissione: $T_e = \frac{128}{128.000} = 1$ msec,

— ritardo di propagazione: $T_p = 274$ msec,

— tempo di elaborazione: $T_c = 1$ msec;

quindi $T_t = 301$ msec.

La riduzione della durata del quadro porta quindi ad una sostanziale riduzione del ritardo totale di segnalazione e quindi del ritardo di post-selezione. Dei vari contributi che formano il tempo totale quello che si riduce di più è il ritardo di « coda ».

4. Il sistema di accesso multiplo a divisione di tempo MAT-1.

4.1. Introduzione.

Il MAT-1 (Multiple Access Time division) (7), è il primo sistema di accesso multiplo a divisione di tempo ad alta velocità sviluppato dalla Comsat per conto dell'Intelsat, nel quadro dei programmi di ricerca e sviluppo.

Tra le possibili soluzioni del problema della assegnazione su domanda per il MAT-1 è stata scelta quella in cui a ciascuna stazione viene assegnato un certo numero di canali disponibili che essa provvede ad impegnare sulla base del « primo venuto-primo servito ». Anche in questo caso quindi, come per lo SPADE, la soluzione adottata evita il problema della installazione di una stazione centralizzata che assegni i canali liberi alle altre stazioni del sistema. D'altro canto c'è da considerare che il TDMA, pur se flessibile e in grado di operare con continuità la ridistribuzione dei canali fra i terminali, richiede per fare ciò un certo tempo.

I canali sono poi a destinazione completamente variabile permettendo così la più efficiente utilizzazione della riserva di canali a disposizione di ciascuna stazione.

4.2. Realizzazione dell'assegnazione su domanda nel MAT-1.

Si è già visto, nella sezione dedicata al sistema SPADE, come l'assegnazione su domanda nei sistemi FDMA si basi sulla disponibilità di un « pool » di frequenze non assegnate al quale tutte le stazioni possono accedere. Nei sistemi TDMA, e in particolare nel sistema in esame, il « pool » è formato da intervalli (slots) di tempo non impegnati. Risulta quindi comprensibile come uno degli obiettivi di questa tecnica sia quello di minimizzare per quanto possibile, l'intervallo di tempo assegnato ad ogni stazione. Così facendo si può infatti aumentare l'intervallo di tempo totale a disposizione aumentando in definitiva l'effettiva capacità del sistema.

Per ridurre nel « burst » il tempo dedicato alla trasmissione delle conversazioni si può operare con tecniche che sfruttano il principio di attivazione della portante solo nei periodi di attività del canale come il TASI o l'ATIC, sviluppato dalla SIT-Siemens (bibl. 15), oppure utilizzando un modo particolare di impegno degli « slot » previsti per la conversazione tale da minimizzare il numero di quelli non impegnati presenti nell'intervallo di tempo assegnato. Questa seconda via è stata seguita per il MAT-1 in cui per ogni conversazione richiesta al terminale lo « slot » impegnato è sempre quello libero di ordine più basso. In tal modo resta disponibile una certa capacità non impegnata che assegnata ad ogni stazione costituisce quello che si definisce « slack time » letteralmente « tempo stagnante » (bibl. 16).

La capacità totale del sistema N_t, il massimo numero di stazioni aventi accesso al sistema n e il numero di canali inutilizzabile a causa del preambolo N_p sono grandezze note, quindi, se in dipendenza di un segnale della stazione di riferimento, ciascun terminale trasmette a tutti gli altri il numero del suo canale attivo più alto N_f, si può ottenere la capacità del « pool » residuo disponibile N_i (bibl. 16) mediante la formula:

$$N_s = N_t - n\,(N_p) - \sum_{1}^{n} {}_i N_i .$$

Supponendo di distribuire uniformemente a tutti i terminali questa capacità, ogni stazione riceve N_s/n canali addizionali che costituiscono lo « slack time ». In definitiva la generica stazione ha un burst di durata pari a:

$$T_i = N_p + N_i + N_s/n$$

e poiché ogni stazione ha a disposizione sufficienti informazioni per calcolare la durata del pacchetto (« burst ») di tutte le altre stazioni che la precedono nel quadro, essa potrà anche calcolare la sua posizione rispetto al segnale di riferimento ovvero l'istante di inizio della sua trasmissione. L'informazione di posizione inserita nel sincronizzatore di « burst » permette a quest'ultimo di spostare il pacchetto di dati nel quadro a una velocità di 20 nanosecondi (1 bit) per quadro.

L'inizio del quadro è stabilito dalla stazione di riferimento la quale è l'unica a non variare mai l'inizio di trasmissione del suo pacchetto.

4.3. Formato del quadro e struttura del preambolo.

Il tempo che intercorre tra due emissioni consecutive della medesima stazione viene definito come nello SPADE « quadro »; il formato del quadro è rappresentato nella figura 5 a) mentre quello del generico pacchetto di dati è rappresentato in figura 5 b).

La frequenza di quadro è di 8 kHz pari alla frequenza di Nyquist per un canale telefonico stabilita

(7) La stessa sigla MAT-1 è usata anche per indicare il cavo sottomarino Mediterraneo Atlantico Telefonico n. 1 (v. Pachera L.: *Sistema integrato di telecomunicazioni su cavo sottomarino e microonde* [*TAT*-5/*MAT*-1]. « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 1, 1970, p. 2).

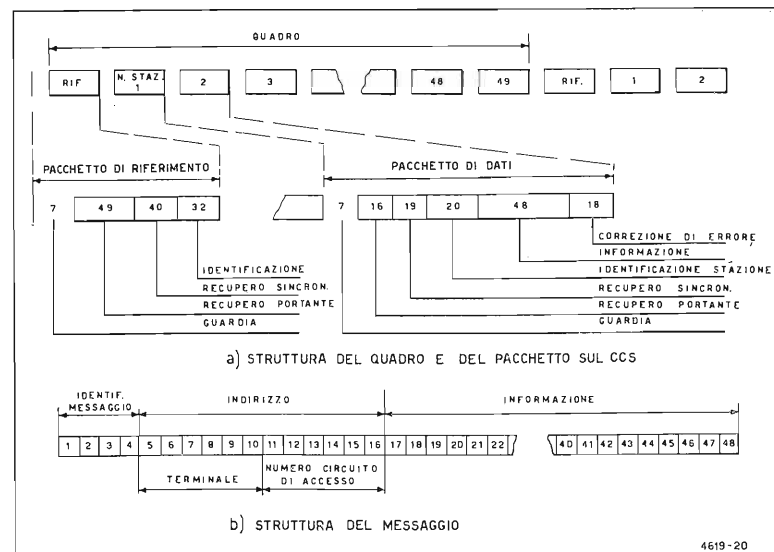
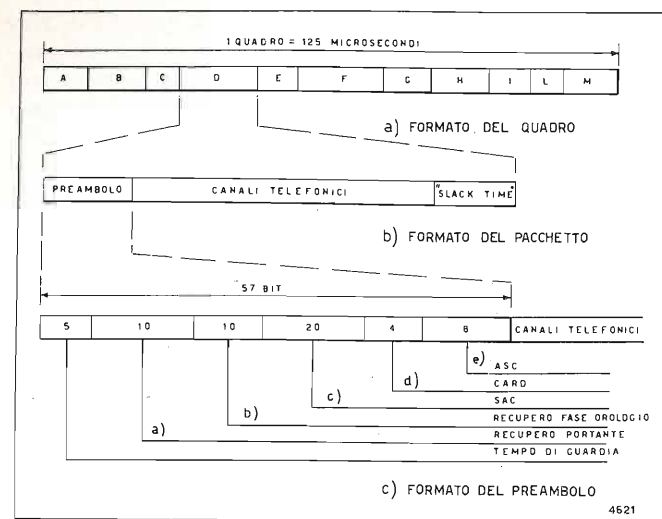



Fig. 5. — Formato del quadro, del pacchetto e del preambolo.

dal CCITT per cui la durata del quadro è di 125 microsecondi.

Non esistendo inoltre una durata fissa del pacchetto, come specificato al paragrafo precedente, l'ordine di allocazione delle stazioni nel quadro, ossia l'istante di inizio della emissione è variabile.

Una delle aree più importanti nel progetto di un sistema TDMA è quella associata alla determinazione della struttura del preambolo del pacchetto trasmesso. Il preambolo è quella porzione del pacchetto normalmente la prima, che contiene tutte le informazioni necessarie per la sincronizzazione e le normali operazioni del sistema nel suo complesso. La sua struttura è rappresentata nella figura 5 c); esso può anche essere definito come quella porzione del pacchetto che non contiene informazione vocale.

La prima sezione del preambolo è il tempo di guardia che è un periodo di non trasmissione deliberatamente inserito tra due pacchetti consecutivi per impedire sovrapposizioni. Tali sovrapposizioni possono verificarsi a causa di un certo slittamento della posizione relativa di due stazioni nel tempo dovuto ai limiti del sistema di sincronizzazione adottato in relazione all'incertezza nella posizione del satellite che corrisponde ad una incertezza del tempo di propagazione. Con l'uso di circuiti « di previsione » di questa posizione di ordine « zero » (correzione a gradini) si ottengono tempi di guardia inferiori a 100 nanosecondi mentre con circuiti « di previsione » di ordine « uno » (correzione per derivata) si ottengono tempi di circa 10 nanosecondi (bibl. 17).

Dato che, nel caso di entrate in banda vocale, gli spostamenti della posizione del « burst » dell'ordine di $10 \div 20$ nanosecondi non contribuiscono in modo significativo alle distorsioni di campionatura e di quantizzazione del segnale di uscita, e vista la minore complicazione circuitale dei circuiti di previsione di ordine « zero » questi ultimi sono preferiti a quelli di ordine « uno ». In definitiva il tempo di guardia viene fissato in 5 bit ossia è dell'ordine di 100 nanosecondi.

Oltre al tempo di guardia concorrono a formare il preambolo le seguenti sezioni come è mostrato nella figura 5c:

a) *Recupero della fase della portante.*

b) *Recupero della fase dell'orologio del ricevitore.*

Dal momento che non si può pensare che la frequenza e la fase dei segnali impiegati siano coerenti nel passare da un pacchetto all'altro nello stesso quadro, il Modem PSK necessario per il MAT-1 deve poter funzionare nel modo « start-stop ». In generale la modulazione impiegata è una PSK a rivelazione coerente con acquisizione sequenziale dei pacchetti da parte del ricevitore. Un periodo di 20 bit è stato previsto per i recuperi ed in particolare i primi 10 bit sono per il recupero della portante e gli altri 10 sono « 0 » ed « 1 » alternati per facilitare con il massimo numero di transizioni la messa in fase dell'orologio.

c) *Codice di indirizzo della stazione* (SAC).

Questa sezione è ancora connessa al problema della sincronizzazione. Infatti fino a questo punto del preambolo il ricevitore ha acquisito la portante ed il segnale dell'orologio ma non ha ancora ricevuto alcuna indicazione sull'istante di inizio della trasmissione dei dati e sulla identità della stazione che trasmette (il pacchetto di ogni stazione può avere una posizione qualsiasi nel quadro in dipendenza dell'istante in cui si è inserito nell'emissione). Quindi per l'identificazione, sia dell'inizio del pacchetto, sia della stazione, si impiega nel preambolo una parola di 20 bit (Station Adress Code: SAC).

d) *Allocazione dei canali ed instradamento delle conversazioni* (Channel Allocation and Routing Data: CARD).

Per controllare le funzioni di instradamento e commutazione dei canali vocali è stato necessario prevedere nel sistema un canale di servizio tra tutte le stazioni. La parola prevista per questo scopo è così composta:

1) destinazione del messaggio: 4 bit (permette di identificare fino a 16 stazioni chiamate);
2) identificazione del canale: 9 bit (questi bit indicano a quale canale PCM si riferisce la conversazione);
3) bit di stato: 2 bit (definiscono la natura delle informazioni contenute nella parola:
   — inizio chiamata, — risposta positiva ad una chiamata, — segnale di sgancio, — occupato;
4) identificazione della chiamata: 2 bit (cartellino — permettono di trattare fino a 4 chiamate contemporaneamente);
5) riferimento: 2 bit (segnalano la mancata ricezione della parola SAC della stazione di riferimento);
6) variazione della durata del burst: 2 bit (sono normalmente due « zero », quando vengono trasmessi due « 1 » significa che è in corso una variazione della durata del pacchetto).

In totale quindi 21 bit ai quali, visto l'alto grado di fidatezza che deve avere l'informazione da essi portata per minimizzare il numero dei falsi instradamenti, ne vengono aggiunti 10 di equalizzazione utilizzando un codice di Bose, Chadhuri, Hoquengem (bibl. 9 pagg. 295-300) tale da segnalare e far scartare ogni parola CARD che contenga fino a 4 bit errati (bibl. 16). L'ultimo bit si aggiunge per ottenere una parola completa di 32 bit.

Per rendere il preambolo più breve possibile mantenendo nello stesso tempo un'alta efficienza del pacchetto la parola CARD viene trasmessa con un periodo di submultiplazione di 8 quadri inviando quindi solo 4 bit per ogni preambolo. Il sincronismo di questo superquadro viene mantenuto trasmettendo ogni 8 quadri la forma complementare della parola SAC.

e) *Circuito di servizio* (Access Service Circuit: ASC).

L'ultima sezione del preambolo è costituita da una parola di 8 bit utilizzata come circuito di servizio telefonico tra le stazioni. Quando necessario una parola di 64 bit può essere submultiplata con periodo di 8 quadri in questa porzione del preambolo per misurare la ricorrenza di errore nei bit ed altre caratteristiche dei segnali trasmessi.

Le sezioni descritte concorrono a formare il preambolo completo costituito nella presente configurazione da 57 bit approssimativamente equivalenti, nel caso di modulazione PSK con rivelazione coerente, a 8 canali telefonici. Per una modulazione PSK con rivelazione di tipo differenziale non sarà necessaria l'acquisizione della portante in ricezione quindi il preambolo sarà costituito da 47 bit corrispondenti approssimativamente a 6 canali telefonici con un lieve aumento dell'efficienza del sistema rispetto all'altro tipo di rivelazione PSK.

4.4. La sincronizzazione del pacchetto (burst).

La sincronizzazione del pacchetto emesso da una stazione può essere distinta in tre fasi: acquisizione iniziale, controllo della sincronizzazione durante le operazioni normali e risincronizzazione durante la fase di riallocazione dei canali (bibl. 17).

In generale, in un sistema TDMA, è essenziale che una stazione che desideri accedere al sistema sia in grado di cominciare ad emettere nell'intervallo temporale assegnato senza interferire le stazioni già operanti. Ciò rende necessaria una presincronizzazione che nel MAT-1 si ottiene trasmettendo con continuità impulsi di durata $0{,}1 \div 1$ microsecondo, tipicamente $16 \div 20$ dB al di sotto del livello di trasmissione normale. Si riceve in tal modo un impulso distinguibile la cui posizione nel quadro può essere confrontata con quella del pacchetto di riferimento. Dal confronto si ottiene la correzione da apportare alla posizione dell'impulso in modo da farlo comparire all'inizio dell'intervallo da acquisire. Quando ciò si verifica viene sospeso l'inizio degli impulsi di acquisizione e si comincia a trasmettere il preambolo con le sezioni recupero portante, recupero sincronizzazione bit e SAC.

Per la sincronizzazione durante le operazioni normali il pacchetto di ogni stazione è definito dalla comparsa della sua parola SAC. La posizione di questa parola nel quadro rispetto alla SAC del pacchetto di riferimento è nota, ossia è noto il numero di bit interposto; è allora possibile effettuare un controllo periodico della posizione relativa delle due parole. In ricezione, a partire dalla SAC di riferimento, si comincia a misurare il ritardo temporale con cui la SAC in esame si presenta. Quando il tempo misurato coincide con quello ideale di ritardo viene generato un impulso detto SAC di riferimento ritardato che a sua volta viene confrontato con la SAC locale. I bit intercorrenti tra questa nuova SAC e quella locale rappresentano l'errore di posizione del pacchetto in esame, il cui segno è determinato da quale delle sue SAC è ricevuta per prima; tali bit vengono utilizzati per la correzione.

Per quel che riguarda la sincronizzazione durante le fasi periodiche di riallocazione dei canali si fa riferimento a quanto detto nel paragrafo 4.2. Si è infatti visto che il pacchetto di ciascuna stazione può avere durata variabile ed ogni qualvolta si opera una riallocazione la nuova durata del pacchetto è data dalla somma del canale a numero d'ordine più elevato attualmente occupato e dal numero di canali dello « slack time ».

Ogni stazione calcola la nuova posizione dell'inizio del suo pacchetto rispetto a quello di riferimento sommando il tempo di preambolo, lo « slack time » ed i canali più elevati di tutte le stazioni che la precedono nel quadro. Tale risultato è impostato nel sincronizzatore di pacchetto il quale a passi di 1 bit per quadro inizia il processo di riposizionamento.

4.5. Descrizione funzionale di principio del MAT-1.

Per la breve descrizione funzionale che segue si fa riferimento allo schema a blocchi generalizzato della figura 6.

Il TC secondo la necessità di traffico richiede canali alla Unità di Interfaccia Terrestre (UIT). Scopo essenziale di questa unità è quello di rendere compatibili i segnali che giungono dal TC con quelli necessari tra i terminali MAT-1 e di connettere i circuiti telefonici con i canali PCM liberi aventi numero d'ordine più basso.

Tramite l'unità d'interfaccia terrestre, quando giunge una richiesta di collegamento, il Generatore di Preambolo imposta la parola CARD che contiene la

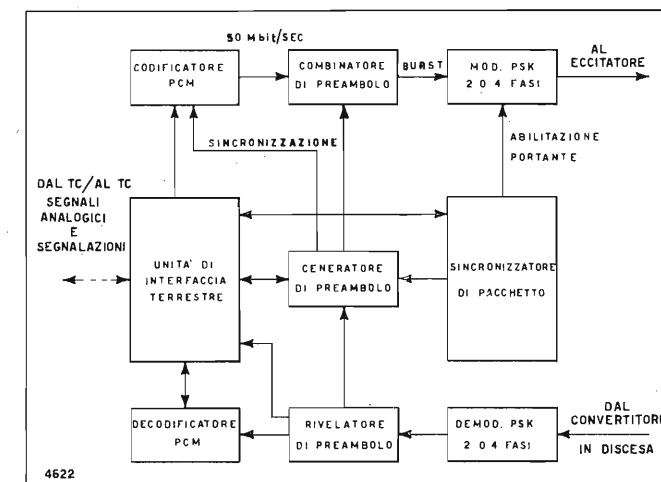



Fig. 6. — Schema a blocchi generalizzato di un terminale MAT-1.

destinazione della chiamata, la identificazione del canale PCM impegnato ed i due bit di stato. Nella stazione corrispondente su ricezione della parola CARD si opera in modo analogo e si rinvia una CARD contenente destinazione, canale PCM e stato con l'indicazione di ricevuto. In ricezione di questa ultima CARD la stazione che ha richiesto la comunicazione può impostare il preambolo completo seguito poi dalla conversazione opportunamente codificata a 50 Mbit/sec dal Codificatore PCM. Il Combinatore di preambolo forma il pacchetto di stazione disponendo nell'ordine previsto le varie sezioni del preambolo, la conversazione e lo « slack time ». Il pacchetto completo viene quindi inviato al modulatore PSK abilitato alla tra-

smissione della portante dal Sincronizzatore di « burst » solo nell'intervallo del quadro assegnato al terminale.

5. Situazione programmi Intelsat.

Per concludere, accenniamo brevemente alla situazione generale dei programmi Intelsat sui due sistemi principali di assegnazione su domanda descritti nei capitoli che precedono (SPADE e MAT-1).

Il progetto SPADE, dopo la realizzazione di prototipi di terminali completi nei laboratori Comsat e l'effettuazione di esperimenti di trasmissione prima sul satellite Intelsat II F-3 tra le stazioni di Andover, Maine (USA) e Cayey, Portorico nel novembre 1968 (bibl. 8) e successivamente sul satellite Intelsat III F-2 tra Goonhilly (Inghilterra) ed Etam (Virginia, USA) nel febbraio 1969, si può dire ormai uscito dalla fase sperimentale ed avviato al suo impiego operativo con i satelliti della serie Intelsat IV. A questo scopo, gli organismi competenti dell'Intelsat hanno approvato le specifiche per gli apparati delle stazioni terrene e stanno esaminando tutti i vari aspetti tecnici, operativi ed economici legati all'introduzione del sistema. Anche la Telespazio sta studiando l'installazione al Fucino di un terminale SPADE per prender parte fin dall'inizio all'impiego di questa nuova tecnica di comunicazioni via satellite.

Sempre nel quadro dello sviluppo del programma di ricerca sul sistema SPADE, la Comsat ha commissionato contratti di studio su codificatori subminiatura a canale singolo con la SIT-Siemens (Italia), modemodulatori PSK a 4 fasi con la Fujitsu (Giappone) e sull'elaboratore di dati del DASS alla Varian (USA).

Lo sviluppo di un sistema di accesso multiplo a divisione di tempo su base operativa seguirà in una seconda fase, prevista intorno agli anni 1975-76, per consentire alla tecnologia attuale di adeguarsi alla necessità di realizzazione di circuiti logici numerici ad alta velocità (da 70 Mbit/sec in su) che soli possono permettere una efficiente utilizzazione della banda e della potenza messi a disposizione del satellite. Infatti attualmente i moduli a più alta velocità commercialmente disponibili non superano i 20 Mbit/sec, per cui nei laboratori Comsat si è sviluppato un programma di ricerca, su finanziamento Intelsat, per la realizzazione di cartoline logiche a 70 Mbit/sec e 150 Mbit/sec. Inoltre è stato commissionato un contratto di studio alla Società Motorola (USA) per l'indagine di tutti gli aspetti tecnici, operativi ed economici collegati con lo sviluppo di circuiti logici da 200 a 500 Mbit/sec.

Tuttavia, un sistema sperimentale di accesso multiplo a divisione di tempo a capacità ridotta (7 Mbit/sec, 72 canali complessivi fra tre terminali) è stato già realizzato dai laboratori Comsat e sperimentato con successo sul satellite Early Bird nell'agosto 1966 tra le stazioni di Andover e Mill Village (Canada) consentendo di ricavare importanti informazioni specialmente sul problema della sincronizzazione della trasmissione delle varie stazioni su un satellite sincrono: i risultati di tali prove mostrano che un tempo di guardia tra due pacchetti successivi dell'ordine di 100 nanosecondi è accettabile, anche con i tipi più semplici di sincronizzatori (bil. 12).

Un secondo sistema sperimentale più complesso (MAT-1) è in avanzata fase di realizzazione, sempre nel quadro dei programmi di ricerca dell'Intelsat, e verrà collaudato nel corso del 1970 fra tre terminali installati nella zona dell'Oceano Pacifico, su un satellite Intelsat III. Questo sistema lavora ad una velocità di 50 Mbit/sec con una capacità di 700 canali e fornirà le informazioni fondamentali su cui basare la realizzazione di un sistema operativo.

Giova infine ricordare che nel 1969 fu completato, a cura dello CSELT, con la collaborazione di Società del gruppo STET, un contratto di studio per l'Intelsat dove vennero esaminati gli aspetti tecnici ed operativi collegati con l'introduzione del sistemi di assegnazione su domanda TDMA (bill. 19, 20, 21). (1192)

BIBLIOGRAFIA

1. PRITCHARD W. L., PUENTE J. G.: *The advantages of demand assignment for international satellite communication systems.* IX Simposio Spaziale Europeo, Londra, 14-16 maggio 1969.
2. CCITT Blue Book Vol. II, 1965, pagg. 68-70.
3. CCITT Blue Book Vol. II, 1965, pag. 239.
4. BTR (British Telecommunications Research, Ltd.): *Special study for Intelsat on « Demand Assignment techniques for satellite communications ».* BTR Report no. 97/69/04, gennaio 1969.
5. Documento Intelsat ICSC/T-31-26E: *The relative cost of SPADE and FDM/FM equipment,* 6 giugno 1969.
6. WESTCOTT R. J.: *Investigation of multiple FM/FDM carriers through a satellite TWT operating near to saturation.* « PROC. IEE », Vol. 114, n. 6, giugno 1967.
7. CARASSA F.: *Telecomunicazioni spaziali.* « Elettronica », n. 1, 1967, pag. 9.
8. Documento Intelsat ICSC/T-29-25: *Preliminary report on SPADE field tests,* 6 gennaio 1969.
9. BENNETT W. R., DAVEY J. R.: *Data transmission.* Mc Graw-Hill, 1965, pagg. 210-211.
10. Documento Intelsat ICSC/T-32-29: *Determination of the capacity of an Intelsat IV - transponder for the SPADE system;* 2 settembre 1969.
11. SCHMIDT W. G.: *A TDMA configuration for Intelsat IV.* 1969 IEEE Convention, New York, marzo 1969.
12. TADAHIRO SEKIMOTO, PUENTE J. G.: *A satellite time division multiple access experiment.* « IEEE Transactions on Communication Technology », Vol. COM-16, n. 4, agosto 1968.
13. DILL G. D., SHIMASAKI N.: *Signaling and switching for demand assigned satellite communications.* « INTELSAT/IEE International Conference on Digital Satellite Communication », Londra, novembre 1969.
14. Documento Intelsat ICSC/T-30-10E: *Specification for an Intelsat Demand Assigned multiple access terminal,* 17 febbraio 1969.
15. LYGHOUNIS E.: *Il sistema ATIC.* « Telecomunicazioni », SIT Siemens, n. 26.
16. SCHMIDT W. G., et al.: *MAT-1: Intelsat's experimental 700 channel TDMA/DA System.* INTELSAT/IEE International Conference on Digital Satellite Communication, Londra, novembre 1969.
17. SCHMIDT W. G.: *An efficient TDMA system for use by emerging nations with the Intelsat IV satellite,* IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems 68 C 3-AES
18. MAILLET W. G.: *Processing of bursts in a TDMA System,* INTELSAT/IEE International conference on Digital Satellite Communication, Londra, novembre 1969
19. DE FLAMMINEIS A., LOFFREDA A.: *Le telecomunicazioni via satellite come sistema integrato di trasmissione-commutazione a divisione di tempo.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 3, 1970, p. 79.
20. CAPETTI I.: *I problemi di traffico in una rete telefonica via satellite con circuiti preassegnati ed assegnati su domanda.* « Elettronica e Telecomunicazioni », n. 3, 1970, p. 83.
21. MANUCCI V., TONIETTI A.: *Simulazione di una rete telefonica via satellite con circuiti preassegnati e assegnati su domanda.* « Elettronica e Telecomunic. », n. 3, 1970, p. 90.

I FILTRI NUMERICI RICORRENTI

ALBERTO LOFFREDA (*)

SOMMARIO — I campioni del segnale all'uscita di una rete elettrica di cui sia nota la funzione di trasferimento, ed alle cui entrate siano stati applicati i campioni di un segnale noto, prelevati al ritmo di Nyquist (filtri impulsivi), possono essere calcolati, invece che sul piano-s delle frequenze complesse, su di un piano, immagine del precedente nella trasformazione-z, o per applicazione di altri tipi di trasformate adatte allo studio dei segnali impulsivi. La sintesi dei filtri impulsivi e particolarmente di quelli numerici, che operano sui campioni dei segnali numerizzati con codificatori del tutto analoghi a quelli usati nei sistemi di trasmissione PCM, risulta essere molto semplice e la simulazione del funzionamento di un filtro può essere agevolmente eseguita al calcolatore.

1. Il trattamento dei segnali numerici.

È ormai diffuso l'impiego di piccoli elaboratori elettronici di tipo generale, a programma registrato, per il governo in forma numerica di processi industriali in tempo reale.

In molti casi il trattamento numerico viene effettuato su grandezze prelevate ad intervalli di tempo tanto frequenti che tutto il loro contenuto informativo viene integralmente mantenuto nei rispettivi campioni, così come i campioni numerizzati dei segnali trasmessi da un sistema PCM telefonico contengono tutte le informazioni necessarie per ricostituire il segnale vocale d'origine, deteriorato dal solo rumore di quantizzazione, contenuto entro limiti prefissati. Una grande parte della teoria matematica dei sistemi di controllo con campionamento troverà sempre più utile l'applicazione anche nel dominio delle telecomunicazioni, via via che si estenderà l'impiego dei sistemi di trasmissione PCM. È anzi probabile che in taluni casi le tecniche numeriche risulteranno vantaggiose rispetto a quelle tradizionalmente impiegate nelle apparecchiature per la trasmissione dei segnali in forma analogica.

I processi di modulazione e demodulazione per la allocazione dei segnali in bande di frequenza prefissate, possono essere ricondotti ad operazioni di transcodifica numerica, i processi di filtraggio dei segnali analogici possono essere effettuati in campo numerico, in tempo reale, con opportuni trattamenti aritmetici che consentono di contenere lo spettro dei segnali, corrispondenti al flusso dei numeri elaborati, entro una maschera prefissata.

Il trattamento numerico può corrispondere alla analisi spettrale del segnale entrante, effettuata con procedimenti particolarmente adatti per le macchine di calcolo (Fast Fourier Transform) elaborando blocchi di campioni di lunghezza finita (Discrete Fourier Transform) oppure ricorrendo a vere e proprie simulazioni in campo numerico delle funzioni svolte dai componenti circuitali reattivi in campo analogico. A quest'ultimo modello sono riconducibili i filtri numerici ricorrenti ai quali si riferisce la presente nota.

I filtri numerici ricorrenti sono automatismi sequenziali finiti; sono cioè dispositivi che correlano lo stato di un insieme di n fili (n-pla) costituenti le « uscite » a quello di una m-pla costituenti le « entrate », potendo ciascun filo assumere due stati, rappresentabili con una variabile booleana.

Sono quindi in totale 2^m e rispettivamente 2^n le possibili combinazioni degli stati delle entrate e delle uscite, che considereremo come altrettanti elementi degli insiemi E ed U. Ciascun elemento è rappresentabile con un vettore $\bar{e}$, ad m componenti, nello spazio E delle entrate, e con un vettore $\bar{u}$, ad n-componenti nello spazio U delle uscite. La correlazione tra i vettori $\bar{u}$ ed $\bar{e}$ è semplicemente rappresentata da una corrispondenza biunivoca, indipendente dal tempo nel caso di un automatismo di tipo combinatorio. Quando si tratta di un automatismo sequenziale invece, al vettore di entrata $\bar{e}_j$ corrisponde un certo numero di uscite che formano un sottospazio U_j di U, l'uscita $\bar{u}$ ($u \in U_j$) restando definita (cioè selezionata entro U_j) dalla storia dei segnali che si sono presentati precedentemente all'entrata dell'automatismo.

Restringendo le considerazioni agli automatismi che ci interessano, che vedono mutare lo stato delle entrate ad intervalli discreti di tempo, indicheremo il tempo con elementi di una sequenza $t_1, t_2, \ldots t_n$, invece che come variabile continua, e con $\bar{e}_k$, $\bar{u}_k$, rispettivamente i vettori che rappresentano la m-pla delle entrate e la n-pla delle uscite al tempo t_k.

La relazione tra le entrate e le uscite al tempo t_k può esprimersi mediante la coppia di relazioni:

$$[1] \qquad \bar{u}_k = f(\bar{e}_k, \bar{i}_k), \quad \bar{i}_k = g(\bar{e}_{k-1}, \bar{i}_{k-1}),$$

dove $\bar{i}_k$ sta ad indicare il minimo di informazioni relative allo sviluppo cronologico dei segnali all'entrata dell'automatismo e che permettono di definire esattamente la corrispondenza tra gli spazi U ed E al tempo t_k.

Secondo la rappresentazione data dalle [1], l'automatismo viene ad essere assimilato, istante per istante, ad un dispositivo di tipo combinatorio essendo la trasformazione di E in U, istante per istante, variabile. L'insieme dei vettori $\bar{i}$ costituisce lo spazio delle fasi I dell'automatismo.

Un'automatismo è lineare se le due equazioni [1] sono lineari e quindi possono essere scritte nella forma:

$$[2] \qquad \bar{u}_k = \bar{A}\,\bar{e}_k + \bar{B}\bar{i}_k, \quad \bar{i}_k = \bar{C}\,\bar{e}_{k-1} + \bar{D}\bar{i}_{k-1}.$$

Nei paragrafi seguenti si vedrà come sia possibile realizzare automatismi lineari finiti, rappresentabili quindi con equazioni simili alle [2], aventi caratteristiche analoghe a quelle dei filtri elettrici.

(*) Dott. ing. Alberto Loffreda, Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni (CSELT). Dattiloscritto pervenuto il 27 aprile 1970.

Si tratterà in particolare di automatismi del tipo «ricorrente», così chiamati in quanto nella seconda delle [2] lo stato interno può essere messo sotto forma di funzione dei precedenti valori delle entrate e delle uscite.

2. Analogia tra automatismi e reti filtranti.

2.1. Filtri continui.

I segnali di entrata $e(t)$ e d'uscita $u(t)$ di un filtro continuo, sono correlati dall'integrale di convoluzione (bibl. 1 e 2):

$$[3] \qquad u(t) = \int_0^t e(t - \tau)\, w(\tau)\, d\tau$$

dove $w(\tau)$ è una funzione del tempo che dipende dalla struttura della rete.

A condizione che l'integrale:

$$\int_0^\infty |\, w(\tau)\, |\, d\tau$$

sia finito, la [3] è valida per tutte le reti lineari, che sono rappresentabili da un'equazione differenziale del tipo:

$$[4] \qquad \sum_0^n {}_i\, a_i \frac{d^i\, u(t)}{dt^i} = \sum_0^m {}_i\, b_i \frac{d^i\, e(t)}{dt^i}$$

ed alle quali limiteremo le considerazioni che seguono, con l'ulteriore vincolo della stazionarietà, ossia della costanza dei coefficienti a_i e b_i.

Per una semplice rete del primo ordine contenente resistenze e reattanze esclusivamente induttive o capacitive, la $w(\tau)$ assume la nota forma:

$$w(\tau) = \frac{e^{-\tau/t}}{T} \quad (1)$$

dove T è la costante di tempo L/R o CR del circuito. La trasformata di Laplace applicata ai due membri della [3] fornisce l'eguaglianza:

$$[5] \qquad \mathcal{L}[u(t)] = \mathcal{L}[e(t)] \cdot \mathcal{L}[w(t)]$$

e ricordando che il rapporto tra le trasformate di Laplace dei segnali d'uscita e d'entrata è la funzione di trasferimento $H(s)$ del filtro, si deduce:

$$[5'] \qquad w(t) = \mathcal{L}^{-1}[H(s)]$$

ossia che la $w(t)$ è l'antitrasformata di Laplace della funzione di trasferimento.

Dalla [3] si rileva che l'uscita del filtro al tempo t dipende linearmente dai passati valori del segnale di entrata, ciascuno considerato con appropriato peso. In particolare il segnale di entrata $e(t - \tau)$, antecedente di τ l'istante t, avrà come peso $w(\tau)$; per questo motivo la funzione $w(t)$ è denominata «funzione ponderatrice».

Per le nostre considerazioni l'importanza della funzione ponderatrice risiede nella sua capacità di caratterizzare l'attitudine del filtro a memorizzare il passato e quindi a definire lo stato interno.

La trasformata di Laplace della $w(t)$, che può essere derivata direttamente dalla [4] sostituendo agli operatori di derivazione la variabile complessa s al grado appropriato, fornisce un modo immediato per ricavare una rappresentazione del filtro come automatismo continuo. La $H(s)$ può essere messa in forma di rapporto di polinomi ordinati secondo le potenze della variabile s^{-1}:

$$H(s) = \frac{N(s^{-1})}{1 + D(s^{-1})} = \frac{\mathcal{L}[u(t)]}{\mathcal{L}[e(t)]} = \frac{U(s)}{E(s)},$$

dalla quale si ricava la

$$[6] \qquad U(s) = N(s^{-1})\, E(s) - D(s^{-1})\, U(s),$$

che ci consente una rappresentazione diagrammatica del filtro basata sull'impiego di simboli di addizione, moltiplicazione (per i coefficienti del polinomio) ed integrazione, operazione quest'ultima corrispondente all'operatore s^{-1}.

Gli esempi seguenti serviranno a chiarire la procedura per la stesura dei diagrammi corrispondenti all'equazione [6].

Esempio A - Si consideri la *rete del primo ordine* di figura 1 dove $e(t)$ rappresenta un generatore ideale ad impedenza interna nulla ed $u(t)$ un voltmetro ideale ad altissima impedenza. Essa è caratterizzata dalla equazione

$$e(t) = RC \frac{du(t)}{dt} + u(t)$$

che, passando alle trasformate di Laplace, può essere messa nella forma:

$$[7] \qquad H(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{s^{-1}/(RC)}{1 + s^{-1}/(RC)}$$

da cui si ha:

$$[7'] \qquad U(s) = \frac{s^{-1}}{RC} E(s) - \frac{s^{-1}}{RC} U(s).$$

La [7'] permette di ricavare a prima vista il diagramma di figura 2 corrispondente allo schema di figura 1. In figura 2 si notano i simboli di due organi di integrazione, ambedue equivalenti all'operatore s^{-1}, di due moltiplicatori, rispettivamente per i coefficienti $1/(RC)$ e $-1/(RC)$, ed un addizionatore

Esempio B - Si consideri il *circuito risonante serie* di figura 3

la cui equazione caratteristica è:

$$e(t) = \frac{L}{R} \frac{du(t)}{dt} + u(t) + \frac{1}{RC} \int u(t)\, dt.$$

Passando alle trasformate di Laplace si ha:

$$[8] \qquad H(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{(R/L)\, s^{-1}}{\frac{1}{LC} s^{-2} + \frac{R}{L} s^{-1} + 1}$$

da cui si ricava la:

$$[8'] \qquad U(s) = \frac{R}{L} s^{-1} E(s) - \frac{R}{L} s^{-1} U(s) - \frac{1}{LC} s^{-2} U(s)$$

che permette di disegnare il diagramma di figura 4.

(1) Non si confonda e (tonda) = base dei logaritmi neperiani con e (corsiva) = segnale di entrata.

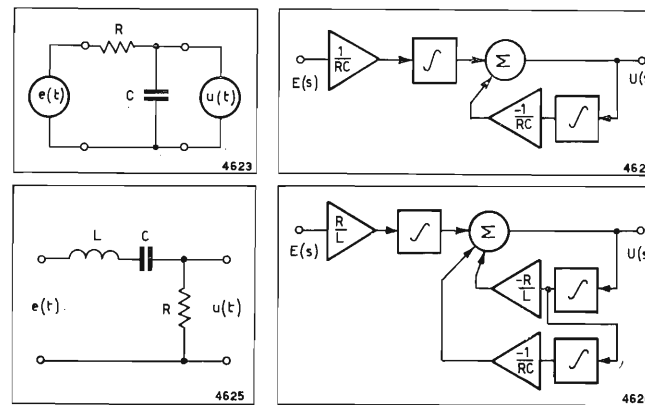



Fig. 1. — Rete del primo ordine RC (integratore).

Fig. 3. — Circuito risonante del tipo serie.

Fig. 2. — Schemi a blocchi funzionali corrispondenti alla rete di figura 1.

Fig. 4. — Schema a blocchi funzionali corrispondente al circuito risonante di figura 3.

Le figure 2 e 4 mostrano chiaramente come le funzioni eseguite dalle normali reti filtranti possono essere svolte da automatismi continui formati da organi di somma, moltiplicazione ed integrazione.

Nel paragrafo successivo vengono esaminati automatismi finiti e funzionanti ad intervalli discreti di tempo, equivalenti a quelli delle figure 2 e 4.

2.2. Filtri impulsivi.

Cominceremo col considerare i filtri impulsivi costituiti da una rete filtrante di tipo lineare che incorpora due coppie di interruttori applicate ai collegamenti di entrata e d'uscita, azionati simultaneamente e ciclicamente con periodo T, e che restano chiusi ogni volta per un tempuscolo infinitesimo. Si suppone inoltre che il campionamento soddisfi la condizione di Nyquist, cioè che avvenga alla frequenza $f_c = 1/T$ almeno doppia di quella più alta presente nel segnale $e(t)$.

Il segnale $e^*(t)$, risultante dal campionamento di quello continuo $e(t)$ applicato all'entrata del filtro, è esprimibile mediante la sommatoria:

$$[9] \qquad e^*(t) = \sum_0^\infty {}_k\, e(kT)\, \delta(t - kT)$$

dove $\delta(t)$ è la funzione impulsiva unitaria.

La trasformata di Laplace della [9] è:

$$[9'] \qquad E^*(s) = \sum_0^\infty {}_k\, e(kT)\, e^{-kTs} = \sum_0^\infty {}_k\, E(s + j\omega),$$

dove $\omega = 2\pi k/T$. La [9'] può essere messa nella forma:

$$[9''] \qquad E^*(s) = \sum_0^\infty {}_k\, e_k z^{-k},$$

dove e_k rappresenta l'ampiezza del campione al tempo $t_k = kT$ e z è una nuova variabile che si ottiene dalla variabile s per effetto della trasformazione:

$$[10] \qquad z = e^{sT}.$$

La trasformazione (10) fa corrispondere all'asse immaginario $j\omega$ del piano $s = \sigma + j\omega$ la circonferenza di raggio unitario ed avente il centro nell'origine del piano $z = x + jy$. Per $s = j\omega$, ossia $\sigma = 0$, si ha infatti:

$$e^{j\omega T} = x + jy = \cos \omega T + j \operatorname{sen} \omega T$$

che mostra la corrispondenza tra punti della circonferenza unitaria sul piano z e le frequenze angolari ω.

Come si può notare dall'esame della figura 5, ad ogni punto B della circonferenza unitaria corrispondono non solo la frequenza angolare $\omega_B = \beta/T$, compresa nell'intervallo $0 - 2\pi f_c$, ma anche le frequenze angolari che differiscono dalla ω_B per un multiplo intero della frequenza angolare di campionamento.

Per gli scopi pratici, la sola parte della circonferenza che interessa è quella che giace nel semipiano superiore del piano z, che contiene i punti corrispondenti alle frequenze comprese fra 0 ed $f_c/2$.

Come è infatti noto, ogni sequenza impulsiva di ampiezze ottenute campionando una sinusoide di frequenza qualsiasi, può essere ricondotta a quella ottenuta campionando una frequenza compresa nell'intervallo $0 - f_c/2$ (2).

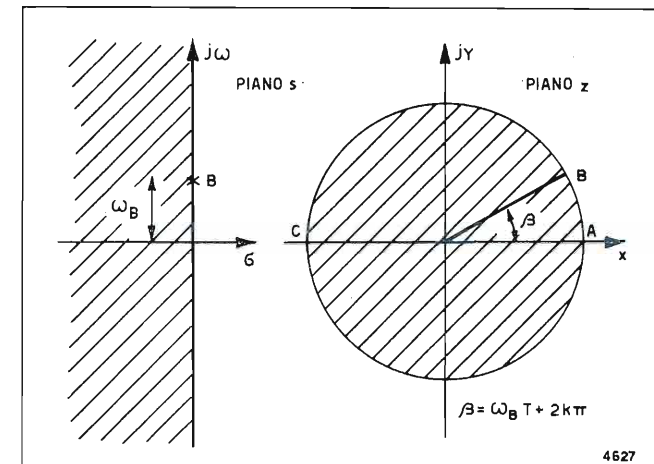



Fig. 5. — Rappresentazione della trasformazione del piano-s nel piano-z.

L'espressione analoga alla [9''] per il segnale a valle dell'interruttore in uscita è la seguente:

$$[11] \qquad U^*(s) = \sum_0^\infty {}_k\, u_k\, z^{-k},$$

dove u_k è il segnale a monte dell'interruttore d'uscita al tempo kT, che si può ricavare dalla:

$$u_k = \left\{ \mathcal{L}^{-1} [E^*(s)\, H(s)] \right\}_{t = kT}.$$

D'altra parte, per la linearità del filtro, il campione u_k deve dipendere linearmente, con i pesi forniti

(2) La sequenza ottenuta campionando la sinusoide

$$a(t) = A \operatorname{sen}(\omega t + \varphi)$$

è infatti:

$$a_n = A \operatorname{sen}(\omega n T + \varphi) = A \operatorname{sen}[2\pi (f + kf_c) nT + \varphi],$$

dove è k è un intero qualsiasi, ossia identica a quella ottenuta campionando una frequenza che differisce per un multiplo intero della frequenza di campionamento. Questo ci permette di rappresentare qualsiasi frequenza, anche superiore ad f_c, sulla circonferenza di figura 5. Indicata inoltre con $\bar{f}$ la frequenza complementare di una frequenza f rispetto a quella di campionamento ($\bar{f} = f_c - f$), si ha:

$$A \operatorname{sen}(2\pi f T + \varphi) = A \operatorname{sen}(2\pi \bar{f} T + \pi - \varphi)$$

da cui si deduce che la sequenza ottenuta campionando una frequenza f compresa nella banda $f_c/2 - f_c$ è identica a quella ottenuta campionando la frequenza complementare $\bar{f}$ che è nella banda $0 - f_c/2$ purché la fase venga modificata da φ a $\pi - \varphi$.

Gli effetti conseguenti al campionamento, che si manifestano come traslazione nella banda $0 - f_c/2$ di frequenze allocate al di sopra di $f_c/2$ (*ripiegamento delle frequenze*), sono da tener ben presenti nella sintesi dei filtri numerici.

dalla funzione ponderatrice, dai valori assunti, anche negli istanti precedenti quello k, dal segnale d'entrata e cioè:

$$[12] \qquad u_k = \sum_{0}^{k} w_n \, e_{k-n} \, .$$

I valori della sequenza w_n si ricavano dalla $w(t)$ ponendo $t = nT$.

Le serie che compaiono nella [9''] e nella [11] possono essere sostituite dalle loro funzioni generatrici, il che consente nei calcoli di considerare funzioni continue, anziché sequenze discrete.

La funzione generatrice $F(z)$ della serie $F^*(s)$ [trasformata di Laplace del segnale $f^*(t)$ ottenuto campionando ad intervalli regolari T il segnale continuo $f(t)$], è la trasformata -z della $F(s)$ ed è data (bibl. 3) dalla sommatoria dei residui della funzione

$$A_k(s) = \frac{F(s)}{1 - e^{s_k T} z^{-1}} \, ,$$

dove s_k è il k-mo polo della $F(s) = \mathcal{L}\,[f(t)]$; tali residui vanno calcolati in corrispondenza di tutti i poli della $F(s)$.

La trasformazione -z è lineare e gode di interessanti proprietà tra le quali, di notevole importanza pratica, quella espressa dal teorema di moltiplicazione in campo complesso:

$$[13] \qquad Z[f_1(t)]\, Z[f_2(t)] = Z\,[\sum_{0}^{k} f_1(nT) f_2(k-n)\, T] \, ,$$

dove il simbolo $Z[f(t)]$ sta ad indicare la trasformata di Laplace della $f^*(t)$.

Applicando alla [12] le proprietà espresse dalla [13] si ha:

$$Z[u(t)] = Z[w(t)] \cdot Z[e(t)] \, ,$$

che, ricordando la [5'], può essere messa nella forma:

$$[14] \qquad U(z) = H(z)\, E(z) \, .$$

La [14] è formalmente analoga alla relazione, valida per i filtri continui, tra le trasformate di Laplace dei segnali di entrata e d'uscita; la $H(z)$ si ottiene immediatamente dalla $H(s)$.

Altra proprietà della trasformazione -z, di notevole importanza, è espressa dalla relazione di scorrimento:

$$[15] \qquad Z[f(t - kT)] = z^{-k} Z[f(t)]$$

dalla quale si ricava l'eguaglianza:

$$[16] \qquad Z[a_0 f(t) + a_1 f(t-T) + \ldots . a_n f(t - nT)] = $$
$$= (a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \ldots . + a_n z^{-n})\, Z[f(t)] \, .$$

Un'ulteriore relazione che ci interessa è la cosidetta formula di inversione, che consente di ottenere il valore del campione $f(nT)$ una volta nota la trasformata -z della $f(t)$. Si ha infatti (v. bibl. 4):

$$[17] \qquad f(nT) = \frac{1}{2\pi j T} \oint F(z)\, z^{n-1} dz \, ,$$

essendo il percorso di integrazione scelto in modo tale da includere tutti i poli della $F(z)$.

Come tipici esempi, utili per illustrare il modo di ottenere le trasformazioni -z di funzioni di trasferimento $H(s)$, considereremo le stesse reti delle figure 1 e 3, alle entrate ed alle uscite delle quali si debbono pensare inseriti gli interruttori per il campionamento dei segnali.

A) *Filtro impulsivo equivalente a quello continuo di figura 1.*

Dalla [7] si rileva che la funzione di trasferimento ha un solo polo nel punto $s = 1/(RC)$ cui corrisponde la funzione:

$$[18] \qquad A(s) = \frac{H(s)}{1 - e^{-sT} z^{-1}} = \frac{1}{RC\,(1 - e^{-T/RC} z^{-1})} \quad \frac{s^{-1}}{[s^{-1}/(RC)] + 1} \, ,$$

il cui residuo:

$$A(s) \left\{ \frac{s^{-1}}{RC} + 1 \right\}_{s=-1/(RC)} = \frac{1}{RC\,(1 - e^{-T/RC} z^{-1})} \, ,$$

è la funzione di trasferimento impulsiva $H(z)$ cercata. Indicando con $E(z)$ ed $U(z)$ le trasformate -z dei segnali di entrata e di uscita, si ha pertanto:

$$U(z) = \frac{E(z)}{RC\,(1 - e^{-T/RC} z^{-1})} \, ,$$

da cui si ricava:

$$[19] \qquad E(z) = RC\,U(z)\,(1 - e^{-T/RC} z^{-1})$$

e ripassando nel dominio del tempo (per la 15) si ha:

$$[20] \qquad e_k = RC\,(u_k - e^{-T/RC}\, u_{k-1})$$

che è l'equazione alle differenze finite che caratterizza il filtro impulsivo.

B) *Circuito risonante impulsivo equivalente a quello continuo di figura 3.*

La [8] può essere messa nella forma:

$$H(s) = \frac{R}{L} \left[\frac{k_1}{s - a} + \frac{k_2}{s - b} \right]$$

dove a, b, poli della $H(s)$, sono le soluzioni della equazione:

$$I\,Cs^2 + RCs + 1 = 0$$

e k_1, k_2 sono rispettivamente uguali a:

$$\frac{a}{a - b} \, , \quad - \frac{b}{a - b} \, .$$

Il residuo attorno al primo polo della funzione:

$$A(s) = \frac{H(s)}{1 - e^{-aT} z^{-1}} \quad \text{è:} \quad \frac{R}{L\,(a - b)} \cdot \frac{k_1}{1 - e^{-aT} z^{-1}} \, ,$$

quello attorno al secondo polo è:

$$\frac{R}{L\,(b - a)} \cdot \frac{k_2}{1 - e^{-bT} z^{-1}} \, ,$$

per cui si ha:

$$[21] \qquad H(z) = \frac{R}{L\,(a - b)} \left(\frac{k_1 a}{1 - e^{-aT} z^{-1}} - \frac{k_2 b}{1 - e^{-bT} z^{-1}} \right) ,$$

che con opportune trasformazioni può essere messa nella forma:

$$H(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_0}{a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + 1}$$

dalla quale si ottiene immediatamente l'equazione ricorrente:

$$[22] \qquad u_k = b_0 e_k + b_1 e_{k-1} - a_1 u_{k-1} - a_2 u_{k-2}$$

3. Struttura e caratteristiche dei filtri numerici.

3.1. Forme tipiche dei filtri numerici.

Dagli esempi precedenti si è visto come l'equazione alle differenze finite, che caratterizza il filtro nel dominio del tempo, si ottiene effettuando l'antitrasformazione -z della $H(z)$ messa nella forma

$$[23] \qquad U(z)\,[A(z^{-1}) + 1] = E(z)\,B(z^{-1})$$

dove il polinomio $A(z^{-1})$ non contiene il termine con la variabile z^{-1} ad esponente 0.

Perché il filtro sia fisicamente realizzabile è necessario che, scrivendo la funzione di trasferimento sotto forma di rapporto di polinomi ordinati secondo potenze decrescenti della variabile z, cioè $H(z) = N(z)/D(z)$ il grado del polinomio numeratore $N(z)$ non sia superiore a quello del polinomio denominatore $D(z)$. Solo se questa condizione è soddisfatta, nelle equazioni alle differenze finite nel dominio del tempo, la variabile u è «ritardata» rispetto alla e; non si ha cioè uscita prima dell'applicazione del segnale all'entrata del filtro.

Dall'equazione ricorrente messa nella forma [23] si ricava immediatamente il diagramma del filtro che si suppone costituito da posizioni di memoria (equivalente ai dispositivi di integrazione degli automatismi continui), da organi di moltiplicazione ed addizione.

Perché il filtro impulsivo sia di tipo numerico è necessario che il campione del segnale che si ha a valle dell'interruttore di entrata sia codificato, con un processo del tutto simile a quello di codifica dei sistemi di trasmissione PCM.

Per semplicità supporremo che la codificazione sia lineare e cioè che suddividendo la massima escursione del segnale da picco a picco in N gradini quantici tutti eguali, ogni campione corrisponda ad una n-pla [3] di bit, che, in un codice binario opportunamente scelto, ne rappresenti l'ampiezza.

Gli elementi del filtro: posizioni di memoria, organi di addizione e di moltiplicazione saranno quindi tutti di tipo numerico.

L'equazione ricorrente ottenuta dalla trasformazione inversa della equazione [23] ha la forma:

$$[24] \qquad u_k = \sum_{0}^{m} b_i\, e_{k-i} + \sum_{1}^{n} a_i\, u_{k-i} \, ,$$

che può essere quindi rappresentata dal diagramma di figura 6 detto di tipo «diretto» perché si ricava a vista dall'equazione alle differenze finite. Una particolare forma diretta è quella «canonica» che ha la proprietà di richiedere il numero minimo di posizioni di memoria.

La forma canonica del filtro si ottiene dalla funzione di trasferimento impulsivo scritta nella forma

$$[25] \qquad \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{B(z^{-1})\,G(z)}{[A(z^{-1}) + 1]\,G(z)} \, ,$$

nella quale è stata introdotta la funzione ausiliaria

Fig. 6. — Rete con zeri e poli (filtro ricorrente) realizzata in forma diretta.

$G(z)$. La [25] può essere quindi messa in forma di sistema di equazioni:

$$\begin{cases} U(z) = B(z^{-1})\,G(z) \\ E(z) = [A(z^{-1}) + 1]\,G(z) \, , \end{cases}$$

che nel dominio del tempo diventano:

$$[26] \qquad \begin{cases} u_k = \sum_{0}^{m} b_i\, g_{k-i} \\ g_k = e_k - \sum_{1}^{n} a_i\, g_{k-i} \, . \end{cases}$$

Dalla prima delle [26] si rileva subito che il segnale uscente si può considerare come la somma pesata (con pesi b_i) di $m + 1$ campioni del segnale $g(t)$ precedenti l'istante t_k.

Il segnale $g(t)$ all'istante t_k è dato dalla differenza del segnale di entrata $e(t)$ allo stesso istante e di n campioni pesati (con pesi a_i) dello stesso segnale, negli n istanti precedenti quello t_k. In figura 7 è rappresentato in forma schematica il filtro così come si può derivare a vista dalle equazioni [26].

Di notevole interesse sono le strutture parallele (fig. 8) che si ricavano dalle relative funzioni $H(z)$ scritte nella forma:

$$[27] \qquad H(z) = \sum_{1}^{P_r} \frac{\alpha_r}{1 - e^{s_r T} z^{-1}} + \sum_{1}^{P_i} \frac{\beta_{0i} + \beta_{1i} z^{-1}}{1 + \gamma_{1i} z^{-1} + \gamma_{2i} z^{-2}}$$

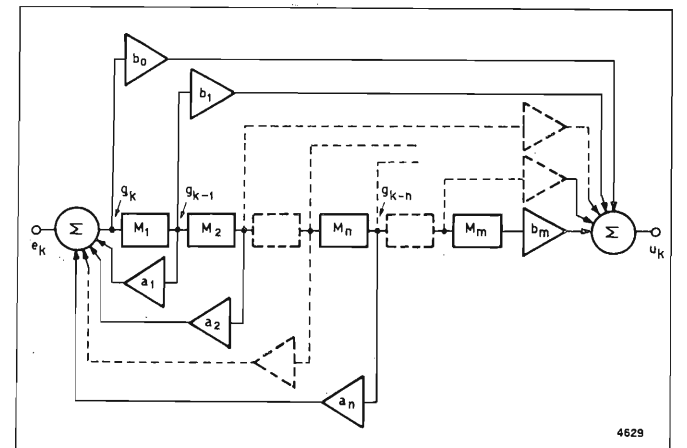



Fig. 7 — Forma canonica dei filtri ricorrenti.

[3] Il numero n delle cifre binarie sarà ovviamente uguale a $\log_2 N$.

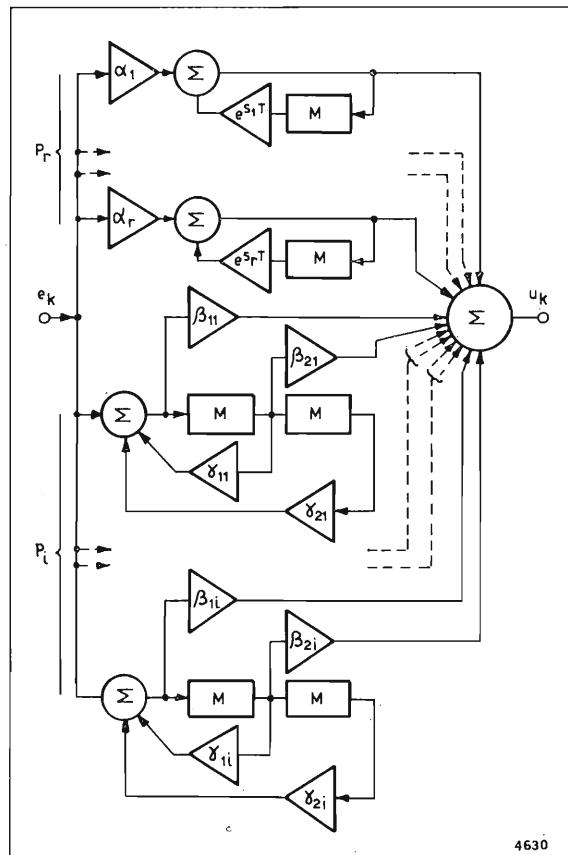



Fig. 8. — Forma parallela dei filtri ricorrenti.

dove P_r sta ad indicare il numero dei poli reali, mentre P_i quello delle coppie di poli complessi coniugati della $H(s)$ (v. par. 4).

La forma seriale, di minore interesse delle precedenti, si ottiene sviluppando in prodotti la $H(z)$; in figura 9 è riportato un esempio di struttura seriale.

3.2. Risposta in frequenza.

La [10] dà, come si è visto, la trasformazione del piano s nel piano z, ed in particolare la trasformazione,

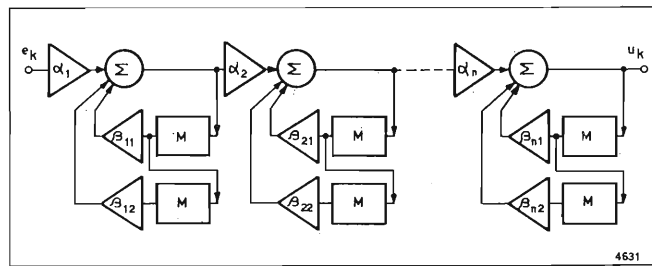



Fig. 9. — Forma seriale dei filtri ricorrenti.

per $s = j\omega$, dell'asse immaginario nel cerchio unitario z. La sostituzione della variabile z con $e^{j\omega T}$ nell'espressione della $H(z)$ di un filtro impulsivo permette quindi di ricavare immediatamente la risposta in frequenza del filtro.

La risposta in frequenza può essere ottenuta direttamente dall'equazione [24] relativa alle differenze finite nel dominio del tempo sostituendo ad e_{k-i} il valore del $(k-i)^{mo}$ campione di un segnale sinusoidale di entrata, di ampiezza unitaria e fase nulla, e cioè $e^{j(k-i)\omega T}$, mentre u_{k-i} dovrà essere sostituito con $H(j\omega)\, e^{j(k-i)\omega T}$. Con queste sostituzioni dalla [24] si ricava:

$$[28] \qquad H(j\omega) = \frac{\sum_0^m b_i\, e^{-ji\omega T}}{\sum_0^n a_i\, e^{-ji\omega T}} .$$

La [28] fornisce il modulo $|H(j\omega)|$ della risposta e la relativa fase per ciascuna frequenza, cioè per ciascun punto del cerchio unitario sul piano z. Il modulo della [28] può essere messo nella forma:

$$[29] \qquad |H(j\omega)| = \frac{Z_1 \cdot Z_2 \cdot \ldots \cdot Z_m}{P_1 \cdot P_2 \cdot \ldots \cdot P_n} ,$$

dove Z_j e P_k rappresentano, per una data frequenza angolare ω_A, rappresentata dal punto A sulla circonferenza unitaria nel piano z, rispettivamente le distanze di A dallo j-mo zero e k-mo polo nella $H(z)$ (fig. 10).

Gli angoli formati dalle congiungenti A con gli zeri ed i poli sono stati indicati con Φ e Ψ rispettivamente; essi forniscono gli elementi per valutare l'argomento della $H(j\omega)$ che è dato dalla relazione:

$$[30] \qquad \arg H(j\omega) = \sum_1^n \Phi_i - \sum_1^m \Psi_i .$$

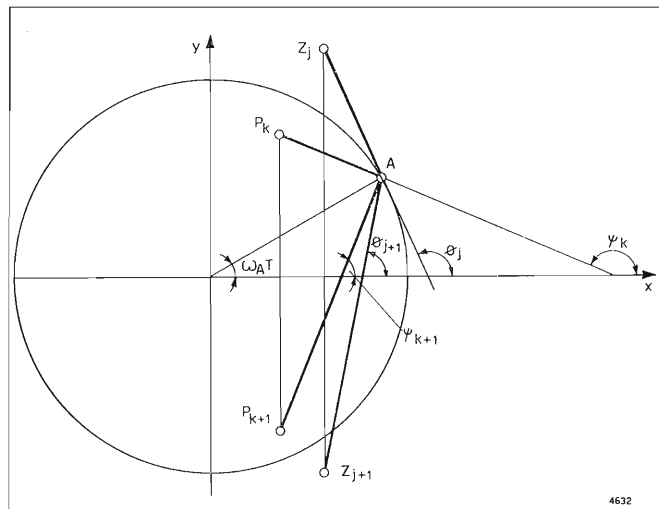



Fig. 10. — Esempio di disposizione degli zeri e dei poli sul piano-z.

L'esame della curva di risposta in frequenza dei filtri impulsivi rivela uno scostamento più o meno marcato da quello dei filtri continui da cui sono stati derivati, per cui non si può parlare, in senso assoluto, di equivalenza tra filtri continui e filtri impulsivi ottenuti dai primi per applicazione della trasformazione z all'equazione di trasferimento. La ragione di queste «alterazioni» è spiegabile con l'ausilio del 3° membro della [9'], che mostra come la trasformata z, ottenuta partendo dalla trasformata di Laplace di una funzione, possa essere messa nella forma:

$$[31] \qquad H(z) = H^*(s) = \sum_0^\infty {}_k H(s + jk\omega_c) ,$$

da cui si rileva che la funzione di trasferimento impulsivo $H(z)$ corrisponde esattamente a quella continua $H(s)$ solo se quest'ultima si annulla (4) a frequenze superiori ad $\omega_c/2$, perché solo in tal caso l'effetto del ripiegamento delle frequenze, cui si è fatto cenno nella nota (2), non altera la caratteristica della $H^*(s)$ nella banda base compresa tra 0 ed $\omega_c/2$.

L'alterazione della curva di risposta del filtro dovuta al «ripiegamento» delle frequenze, può essere tenuta in conto al momento in cui si trasforma l'equazione di trasferimento $H(s)$ del filtro continuo in quella $H(z)$ del filtro impulsivo ed a questo scopo sono state proposte trasformazioni diverse da quella z, in particolare la trasformazione bilineare cui si farà cenno in seguito.

3.3. Stabilità dei filtri impulsivi.

La stabilità di un filtro continuo è assicurata dalla non esistenza di poli della funzione di trasferimento $H(s)$ lungo l'asse immaginario $j\omega$ e nel semipiano a destra di esso sul piano s.

La trasformazione -z definita dalla [10] fa corrispondere, come si è visto, l'asse immaginario del piano s alla circonferenza unitaria con centro nell'origine del piano -z. L'immagine del semipiano di destra del piano s è l'area esterna al cerchio unitario, e quella del semipiano di sinistra è l'area racchiusa in esso.

Per la stabilità di un filtro impulsivo, tutti i poli della funzione di trasferimento $H(z)$ dovranno essere quindi compresi nel cerchio unitario del piano -z.

4. Sintesi dei filtri numerici.

4.1. Il metodo dell'invarianza impulsiva.

Nei precedenti paragrafi si è vista l'equivalenza tra filtri continui e filtri impulsivi ottenuti da quelli continui per applicazione della trasformazione -z.

Si è pure visto che questa equivalenza è in realtà limitata dall'alterazione provocata dal ripiegamento delle frequenze, ma che sotto la condizione di un'elevata attenuazione (5) al di fuori della banda base, le caratteristiche dei filtri impulsivi ottenuti per applicazione della trasformazione -z sono sostanzialmente simili a quelle dei filtri continui originali, per cui la sintesi di un filtro impulsivo può essere effettuata con l'ausilio dei metodi di calcolo ben noti dei filtri continui.

A chiarimento di quanto esposto nei precedenti paragrafi verrà calcolato e disegnato un filtro numerico passa basso avente le seguenti caratteristiche:

— frequenza di campionamento 8 kHz,

— frequenza di taglio 100 Hz,

— massima attenuazione nella banda passante 3 dB,

— l'attenuazione deve essere di almeno 40 dB a 400 Hz e non scendere al di sotto di questo valore alle frequenze più alte.

Il filtro desiderato può essere derivato da un filtro analogico Butterworth che, com'è noto, presenta una curva di risposta decrescente al crescere della frequenza secondo la relazione:

$$[32] \qquad |H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (f/f_\tau)^{2n}} ,$$

che fornisce il modulo della curva di risposta in funzione della frequenza f_τ la frequenza f_τ alla quale l'attenuazione è di 3 dB, viene convenzionalmente assunta come frequenza di taglio. Il numero n rappresenta l'ordine del filtro che è uguale al numero delle coppie di poli della funzione di trasferimento del filtro nel piano -s; di questi poli, che sono disposti sulla circonferenza che ha per centro l'origine e per raggio la frequenza angolare di taglio $\omega_\tau = 2\pi f_\tau$ simmetricamente rispetto all'origine, interessano ovviamente, per la stabilità del filtro, solo quelli nel semipiano sinistro.

La [32] mostra come la ripidità delle curve di risposta nella transizione dalla banda passante a quella attenuata sia rapidamente accentuata al crescere dell'ordine n del filtro. Nel nostro caso, essendo $f_\tau = 100$ Hz e dovendo essere di almeno 40 dB l'attenuazione a 400 Hz, dalla [32] ricaviamo la diseguaglianza:

$$1 + 4^{2n} \geq 10^4$$

che è verificata per $n \geq 4$.

I poli di tale filtro Butterworth del 4° ordine nel semipiano -s a sinistra dell'asse immaginario sono disposti in corrispondenza dei seguenti punti:

$$s_{1,3} = \sigma_1 \pm j\omega_1 = -2\pi \cdot 100 \left(\cos\frac{5}{8}\pi \pm j\,\mathrm{sen}\,\frac{5}{8}\pi\right) = -230{,}6 \pm j\,580{,}8 ,$$

$$s_{2,3} = \sigma_2 \pm j\omega_2 = -2\pi \cdot 100 \left(\cos\frac{7}{8}\pi \pm j\,\mathrm{sen}\,\frac{7}{8}\pi\right) = -580{,}6 \pm j\,230{,}6 ,$$

e la funzione di trasferimento è:

$$[33] \qquad H(s) = \frac{s_1\, s_2\, s_3\, s_4}{(s - s_1)\,(s - s_2)\,(s - s_3)\,(s - s_4)}$$

con $s_1\, s_2\, s_3\, s_3 = 1558{,}54 \,.\, 10^8$. La [33], sviluppata in somme (6), fornisce:

$$[34] \qquad H(s) = K \left\{\frac{\alpha_1}{s - s_1} + \frac{\alpha_2}{s - s_2} + \frac{\alpha_3}{s - s_3} + \frac{\alpha_4}{s - s_4}\right\} ,$$

(4) In pratica è sufficiente che l'attenuazione $H(s)$ del filtro continuo di cui si vuole costruire l'equivalente impulsivo, sia molto elevata al limite ed oltre la frequenza superiore della banda base $\omega_c/2$.

(5) L'elevata attenuazione per frequenze superiori ad $\omega_c/2$ può essere ottenuta con speciali filtri di guardia distinti da quello progettato.

(6) Le funzioni fratte (ricondotte a frazioni proprie) aventi solo poli semplici, possono essere sviluppate in somme come segue:

$$[35] \qquad H(s) = \sum_1^M {}_j \frac{B_{rj}}{s - s_{rj}} + \sum_1^{N/2} {}_j \left(\frac{A_j}{s - s_{ij}} + \frac{\overline{A}_j}{s - \overline{s}_{ij}}\right) ,$$

con: M = numero dei poli reali; N = numero dei poli complessi; s_{rj} ed s_{ij} rispettivamente j.mo polo reale e complesso; B_{rj} residuo della $H(s)$ sviluppata intorno al j.mo polo reale s_{rj}; A_j residuo della H(s) sviluppata intorno al j.mo polo complesso s_{ij}; $\overline{A}_j$ è il complesso coniugato di A_j ed è pure il residuo della $H(s)$ sviluppata intorno al polo $\overline{s}_{ij}$ coniugato di s_{ij}.

La trasformata —z della [35] è:

$$[36] \qquad H(z) = \sum_1^M {}_j \frac{B_{rj}}{1 - z^{-1}\, e^{s_{rj}T}} + \sum_1^{N/2} {}_j \left(\frac{A_j}{1 - z^{-1}\, e^{s_{ij}T}} + \frac{\overline{A}_j}{1 - z^{-1}\, e^{\overline{s}_{ij}T}}\right)$$

che permette di disegnare il diagramma della struttura parallela dei filtri.

dove:

$$K = 0{,}8\,, \qquad \alpha_1 = \frac{406\,729 - j\,161\,512}{1162}\,,$$

$$\alpha_2 = \frac{161\,512 - j\,406\,729}{461}\,,$$

$$\alpha_3 = \bar{\alpha}_1 = \frac{406\,729 + j\,161\,512}{1162}\,,$$

$$\alpha_4 = \bar{\alpha}_2 = \frac{161\,512 + j\,406\,729}{461}\,.$$

Dalla [34] , per applicazione delle trasformate -z si ha:

$$H(z) = K \left\{ \frac{\alpha_1}{1 - z^{-1} e^{s_1 T}} + \frac{\bar{\alpha}_1}{1 - z^{-1} e^{s_1 T}} + \right.$$

$$\left. + \frac{\alpha_2}{1 - z^{-1} e^{s_2 T}} + \frac{\bar{\alpha}_2}{1 - z^{-1} e^{s_2 T}} \right\},$$

che, ponendo $\alpha = a + jb$, diventa:

[37]
$$H(z) = K\, \frac{2a_1 + 2e^{-\sigma 1 T}(b_1 \operatorname{sen} \omega_1 T - 2a_1 \cos \omega_1 T)\, z^{-1}}{1 - 2e^{-\sigma 1 T}(\cos \omega_1 T)\, z^{-1} + e^{-2\sigma 2 T} z^{-2}} +$$

$$+ \frac{2a_2 + 2e^{-\sigma 2 T}(b_2 \operatorname{sen} \omega_2 T - 2a_2 \cos \omega_2 T)\, z - 1}{1 - 2e^{-\sigma 2 T}(\cos \omega_2 T) z^{-1} + e^{-2\sigma 2 T} z^{-2}}.$$

Per agevolare la rappresentazione grafica del filtro si riscriverà la [37] semplificando la rappresentazione dei coefficienti che compaiono in essa:

[37′] $$H(z) = \frac{B_{11} z^{-1} + B_{01}}{1 + \gamma_{11} z^{-1} + \gamma_{21} z^{-2}} + \frac{B_{12} z^{-1} + B_{02}}{1 + \gamma_{12} z^{-1} + \gamma_{22} z^{-2}}.$$

Il diagramma della struttura parallela del filtro si ottiene ponendo, nella [37′], in luogo di $H(z)$:

$$H(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{U_1(z) + U_2(z)}{E(z)}\,,$$

ed impostando il sistema di equazioni:

[38]
$$\begin{cases} U(z) = U_1(z) + U_2(z)\,, \\ \dfrac{U_1(z)}{E(z)} = \dfrac{B_{11} z^{-1} + B_{01}}{1 + \gamma_{11} z^{-1} + \gamma_{21} z^{-2}}\,, \\ \dfrac{U_2(z)}{E(z)} = \dfrac{B_{12} z^{-1} + B_{02}}{1 + \gamma_{12} z^{-1} + \gamma_{22} z^{-2}}\,, \end{cases}$$

che nel dominio del tempo assumono la forma:

[39]
$$\begin{cases} u_k = u_{1k} + u_{2k} \\ u_{1k} = B_{01} e_k + B_{11} e_{k-1} - \gamma_{11} u_{1,k-1} - \gamma_{21} u_{1,k-2} \\ u_{2k} = B_{02} e_k + B_{12} e_{k-1} - \gamma_{12} u_{2,k-1} - \gamma_{22} u_{2,k-2}\,. \end{cases}$$

Tali equazioni si traducono nella rappresentazione grafica di figura 11.

La struttura parallela di figura 11, che rappresenta il filtro impulsivo equivalente ad un filtro continuo: Butterworth del 2° ordine, è costituita da due risonatori semplici disegnati in forma diretta conformemente alla seconda e terza equazione del sistema [38]. Qualora queste due equazioni fossero modificate per assumere la forma della [25], (forma canonica) la struttura globale del filtro risulterebbe alleggerita di due posizioni di memoria.

L'elevata attenuazione del filtro alle frequenze su-

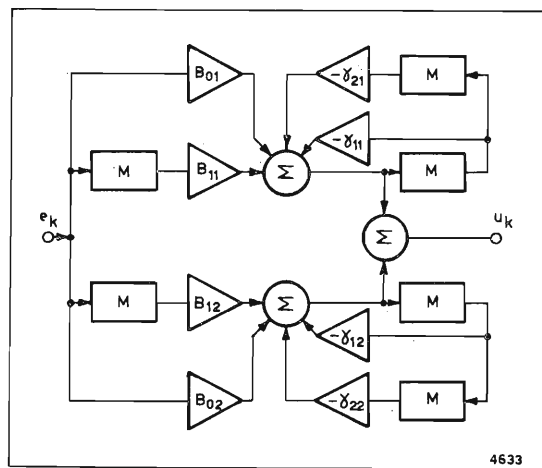



Fig. 11. — Schema a blocchi funzionali del filtro caratterizzato dalle equazioni (39).

periori a quelle della banda base ($\simeq$ 128 dB a 4 kKz) rende in questo caso praticamente inavvertibile l'effetto del ripiegamento delle frequenze.

Il metodo dell'invarianza impulsiva può servire ovviamente anche ad effettuare la sintesi di filtri numerici passa-alto, passa-banda ed arresta-banda purché, per effetto del filtro stesso e di opportuni filtri di guardia, l'attenuazione presentata ai segnali fuori della banda base sia molto alta rispetto a quella nella zona oscura della banda base. Una volta che questa condizione sia soddisfatta, il processo per la sintesi di un filtro numerico passa-alto, passa-banda o arresta-banda può partire da un filtro passa-basso di caratteristiche appropriate (Butterworth, Tschebyscheff o ellittico) che, mediante una delle ben note trasformazioni frequenziali, permette di ottenere la funzione di trasferimento $H(s)$ del filtro continuo avente l'andamento prefissato. Applicando infine la trasformazione -z alla funzione $H(s)$ trovata si ottiene la funzione di trasferimento impulsivo $H(z)$ del filtro numerico voluto.

4.2. La trasformazione bilineare.

L'inconveniente del ripiegamento delle frequenze (v. nota 2), al quale si è fatto ripetutamente cenno in precedenti paragrafi, può essere evitato ricorrendo ad appropriati tipi di trasformazione dal piano s, nel quale è specificata la funzione di trasferimento del filtro continuo, a quello z nel quale deve essere definita la funzione di trasferimento del filtro impulsivo.

Un modo per raggiungere questo scopo consiste nell'effettuare prima della trasformazione -z una pretrasformazione del piano s in un piano ausiliario s_1 tale da far corrispondere l'intero asse immaginario di s ad un segmento dell'asse immaginario di s_1 compreso tra $+\omega_c/2$ e $-\omega_c/2$, dove ω_c è la frequenza angolare di campionamento. Ciò equivale a distorcere la scala delle frequenze, in modo che la banda base del campionamento impulsivo nel piano s_1 corrisponda all'intera banda di frequenza da $-\infty$ a $+\infty$, nel piano s, per evitare gli effetti del ripiegamento nella successiva applicazione della trasformazione -z.

Una relazione che soddisfa questo requisito è la seguente (bibl. 5):

[40] $$\frac{\omega_1}{\omega_c}\pi = \operatorname{tg} \frac{\omega_1}{\omega_c}\pi$$

stando ω a rappresentare la generica frequenza ango-

lare sull'asse immaginario del piano s, ed ω_1 quella sull'asse immaginario del piano s_1.

La trasformazione della variabile complessa s in quella s_1, di cui la [40] rappresenta la relazione tra le rispettive componenti immaginarie, è

[41′] $$s = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{s_1 T}{2}\,,$$

che comprime l'intero piano s in una striscia del piano s_1 delimitata da due rette parallele all'asse reale e distanti $\pm\,\omega/2$ da esso.

L'immagine del piano s_1 in quello z può essere ottenuta per sostituzione di s_1 nella [41] applicando la relazione:

[10] $$z = e^{s_1 T}\,,$$

ed ottenendo infine la trasformazione direttamente dal piano s a quello z secondo l'equazione

[42] $$s = \frac{2}{T}\,\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}\,,$$

che definisce la « trasformazione bilineare ».

L'immagine di una funzione F(s) trasformata secondo la [42] dal piano s al piano z si ricava per semplice sostituzione della variabile s col secondo membro della [42], ossia

[43] $$\mathrm{F}(z) = [\mathrm{F}(s)] \qquad \text{per } s = \frac{2}{T}\,\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}\,.$$

A causa della distorsione di frequenza introdotta dalla [40] e quindi in definitiva dalla trasformazione bilineare, la [43] qualora applicata alla funzione di trasferimento $H(s)$ di un filtro continuo non la trasforma in quella $H(z)$ di un filtro impulsivo equivalente. Per ottenere correttamente la funzione $H(z)$ del filtro impulsivo, una volta che sia stata definita la curva di risposta $H(j\omega)$, è necessario che la sintesi del filtro continuo venga effettuata in una scala delle frequenze pre-distorta in maniera esattamente complementare alla distorsione introdotta dalla [40]. A questo scopo se ω_k è la frequenza angolare alla quale si vuole l'attenuazione di k dB, occorre progettare un filtro continuo che presenti questa attenuazione alla frequenza angolare:

[44] $$\omega_k' = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega_k T}{2}\,.$$

Una volta definita la funzione di trasferimento $H(s)$ del filtro continuo così progettato, si otterrà la $H(z)$ del filtro impulsivo ricercato effettuando sulla $H'(s)$ la trasformazione indicata dalla [43].

Per illustrare l'applicazione della trasformazione bilineare si riprenda in considerazione il filtro passa-basso con le caratteristiche definite al paragrafo 4.1, iniziando col calcolo delle frequenze predistorte corrispondenti a 100 e rispettivamente 400 Hz.

$$f'_{100} = \frac{10^6}{125\,\pi} \operatorname{tg} \frac{125\,\pi}{10^6}\, 100 = 100{,}0511 \text{ Hz}\,,$$

$$f'_{400} = \frac{10^6}{125\,\pi} \operatorname{tg} \frac{125\,\pi}{10^6}\, 400 = 403{,}3113 \text{ Hz}\,,$$

che, per $n = 4$, soddisfano la relazione (filtro Butterworth); infatti:

$$1 + \left(\frac{403{,}3113}{100{,}0511}\right)^{2n} \geq 10^4\,.$$

La funzione di trasferimento del filtro Butterworth avente la frequenza di taglio (3 dB) a 100,0511 è:

$$H'(s) = \frac{1558{,}73 \,.\, 10^8}{1558{,}73 \cdot 10^8 + 6491{,}74\, s + 1349{,}25 \,.\, 10^3 \cdot s^2 + 1642{,}70\, s^3 + s^4}\,,$$

che trasformata secondo la [43] diventa:

$$H(z) = \frac{1 + 4z^{-1} + 6z^{-2} + 4z^{-3} + z^{-4}}{76 + 159 z^{-1} + 214\, z^{-2} - 172\, z^{-3} + 54\, z^{-4}}\,,$$

dalla quale si ricava immediatamente la struttura diretta del filtro.

5. Rumore introdotto dai filtri numerici.

La quantizzazione dei segnali campionati all'entrata dei filtri numerici introduce, come è ben noto, un rumore di quantizzazione contenuto entro limiti prefissati, compatibili con la realizzabilità fisica dei dispositivi di conversione dalla forma analogica a quella numerica e viceversa.

Errori di quantizzazione dello stesso tipo sono pure introdotti dai dispositivi che effettuano le moltiplicazioni per i coefficienti che compaiono nelle funzioni di trasferimento $H(z)$.

Di maggior rilievo sono gli errori che si commettono nell'approssimare il valore u_k del campione all'uscita del filtro, istante per istante, in modo che esso possa essere registrato in celle di memoria economiche e pertanto non molto lunghe per numero di bit, e che le operazioni da effettuare non risultino troppo laboriose.

Le equazioni che caratterizzano nel dominio del tempo, i filtri numerici ricorrenti, mostrano infatti come il campione all'istante t_k del segnale uscente u_k sia riutilizzato nelle elaborazioni che avvengono agli istanti t_{k+1}, t_{k+2} ....., ecc. [fino all'istante futuro corrispondente all'ordine del polinomio a denominatore della $H(z)$]. L'errore effettuato nella registrazione di u_k si ripercuote quindi anche sull'esattezza dei segnali uscenti successivi a quello u_k, e poiché il processo di registrazione, e quindi l'errore, è iterativo, ulteriori errori verranno introdotti nella registrazione di u_{k+1}, u_{k+2} . . ., ecc.

In taluni automatismi ricorrenti che trattano segnali quantizzati (bibl. 6, 7), l'errore accumulato può crescere illimitatamente via via che il processo di elaborazione progredisce; in altri casi invece, e per fortuna ciò è possibile per i filtri numerici, grazie alla periodicità del segnale entrante, il valore assoluto dell'errore (misurato come errore quadratico medio) può essere contenuto entro limiti accettabili per effetto di periodiche compensazioni degli scarti positivi e negativi.

L'errore di quantizzazione del segnale uscente u_k, o comunque della grandezza g_k funzione di u_k che deve essere introdotta nel ciclo di memorizzazione all'istante t_k, può essere rappresentato con un generatore di rumori (r_k) che nel caso dei filtri in forma diretta (v. fig. 6) è inserito tra il dispositivo sommatore all'uscita e la cella di memoria Mu_1.

L'equazione ricorrente del filtro in forma diretta, includente il rumore, in sostituzione della [24], è:

$$u_k = r_k + \sum_{0}^{m} {}_i\, b_i\, e_{k-1} + \sum_{1}^{n} {}_i\, a_i\, u_{k-i}\,,$$

che, nel dominio della frequenza (piano z), diventa:

$$[45] \qquad U(z) = \frac{R(z)}{1 - \sum_{1}^{n} {}_i\, a_i\, z^{-i}} + \frac{\sum_{0}^{m} {}_i\, b_i\, z^{-i}\, E(z)}{1 - \sum_{1}^{n} {}_i\, a_i\, z^{-i}}\,.$$

La seconda frazione al secondo membro della [45] rappresenta il segnale uscente che si avrebbe in assenza di rumore, mentre la prima frazione corrisponde al rumore che dipende dal valore massimo di $r(t)$ e dalla posizione dei poli della funzione $H(z)$.

Il calcolo dell'errore quadratico medio (bibl. 6) per i risonatori semplici, nella struttura diretta e canonica, ha rivelato che per quest'ultima il rumore di quantizzazione è più basso specialmente alle basse frequenze.

Al paragrafo 3.1 si è visto che un filtro ricorrente può essere realizzato in una delle seguenti forme: diretta, canonica, parallela, seriale.

Dalle considerazioni che si possono fare su quanto detto a proposito della rumorosità ed in particolare sulla [45] emerge che:

— la rumorosità del filtro è tanto più accentuata quanto più la sua funzione di trasferimento impulsiva contiene poli prossimi alla circonferenza unitaria (ossia quanto più il filtro è selettivo);

— potendosi realizzare il filtro combinando risonatori semplici in cascata (forma seriale), od in parallelo (forma parallela) quest'ultima è la struttura raccomandabile perché i rumori all'uscita di ogni risonatore sono semplicemente sommati e non esaltati da elaborazioni in cascata.

— per la realizzazione di una struttura parallela converrà servirsi di risonatori semplici realizzati in forma canonica anziché diretta.

6. Conclusione.

Nei precedenti paragrafi si è visto come un filtro definito da un'equazione di trasferimento $H(s)$ possa essere realizzato, una volta campionato e quantizzato il segnale all'entrata, mediante un automatismo finito di tipo sequenziale, funzionante ad intervalli discreti di tempo, e quindi caratterizzabile da una funzione booleana del tipo:

$$[46] \qquad \sum_{0}^{n} {}_i\, a_i\, u_{k-i} + \sum_{0}^{m} {}_i\, b_i\, e_{k-i} = 0\,.$$

La [46] è un'equazione ricorrente e l'automatismo, ossia il filtro da essa rappresentato, è di tipo ricorrente (7), ed a definire lo stato interno (equaz. [2]) sta il vettore $\bar{\imath}_k$ costituito dall'insieme degli $n-1$ precedenti valori del segnale uscente e degli $m-1$ valori precedenti del segnale entrante.

Il vettore $\bar{\imath}$ gioca il ruolo della funzione ponderatrice dei filtri continui.

La sintesi del filtro può essere effettuata nel piano s applicando poi la trasformata z alla funzione di trasferimento $H(s)$ (metodo dell'invarianza impulsiva).

Il ripiegamento delle frequenze [nota (2)], particolarmente sentito per i filtri passa-banda con frequenza di taglio prossima ad $f_c/2$, rende talvolta inadatto il metodo dell'invarianza impulsiva e necessario il ricorso ad altri metodi di calcolo, per es. la trasformazione bilineare descritta al paragrafo 4.2. La trasformazione bilineare presenta però l'inconveniente della distorsione della frequenza e quindi di richiedere che la sintesi del filtro continuo, la cui $H'(s)$ sarà trasformata, venga effettuata in un piano ausiliario s_1 avente la scala dell'asse immaginario predistorta. Questo inconveniente si fa sentire particolarmente per la sintesi di filtri impulsivi di tipo diverso del passa-banda, per i quali deve essere applicata una delle trasformazioni frequenziali di comune impiego.

Sono stati proposti altri tipi di trasformazione (bibl. 9, 10), tra cui particolarmente interessante quello del Gold (bibl. 6) che permette di trasformare direttamente la funzione di trasferimento $H(s)$ di un filtro passa-basso in quella $H(z)$, di un filtro impulsivo passa-banda.

La stabilità di un filtro ricorrente può essere accertata verificando che i poli dell'equazione di trasferimento impulsivo $H(z)$ cadono all'interno della circonferenza unitaria.

Particolare cura va messa nel determinare l'approssimazione con cui si quantizzano i coefficienti della $H(z)$ per evitare che arrotondamenti inaccettabili compromettano il funzionamento del filtro.

La teoria alla base del filtraggio numerico è ormai molto avanzata ed i metodi di progetto soddisfacentemente affinati, il che, insieme al rapido sviluppo tecnologico dei componenti, ed in particolare dei circuiti integrati su larga scala, consentirà una sempre più vasta applicazione delle procedure numeriche di filtraggio fino ad invadere anche quelle aree delle telecomunicazioni che ancora oggi sono dominio incontrastato delle tecniche analogiche. (1193)

(7) Filtri numerici non ricorrenti sono ad esempio quelli basati sull'analisi di Fourier sviluppata, per serie di funzioni seno o coseno, su un numero limitato di campioni del segnale entrante moltiplicati per opportuni fattori (bibl. 8) (finestre di Hamming, Lanczos, etc.). Questi fattori servono a forzare la convergenza della serie di Fourier e a ridurre gli errori introdotti dalla troncatura della serie considerata. Filtri di questo tipo sono particolarmente adatti per rivelare la presenza di armoniche di una frequenza e quindi per il riconoscimento di segnali costituiti dalla combinazione di frequenze multiple di una fondamentale.

B I B L I O G R A F I A

1. James H. M., Nichols N. B., Phillips R. S.: *Theory of servomechanisms*. « Mc Graw Hill », 1947.
2. Leondes C. T.: *Modern control system theory*. « Mc Graw Hill », 1965.
3. Ragazzini J. R., Franklin G. F.: *Control system engineering*.
4. Jury E. I.: *Theory and application of the Z-transform method*. « J. Wiley », 1964.
5. Golden R. M., Kaiser J. F.: *Design of wideband sampled date system*. « B.S.T.J. », luglio 1964.
6. Rader C. M., Gold B.: *Digital filter design techniques in the frequency domain*. « Proc. of the IEE », n. 2, 1967.
7. Rader C. M., Gold B.: *Digital processing of signals*. « Mc Graw Hill », 1966.
8. El-Mallawany I. I.: *Le filtrage numérique*. « Annales des Télécommunications », n. 3-4, 1969.
9. Constantinides A. G.: *Frequency transformations for digital filters*. « Electronic Letters », Vol. 3, n. 11, novembre 1967 e Vol. 4, n. 7, aprile 1968.

NOTIZIARIO

TELESELEZIONE NAZIONALE - Secondo gli impegni presi e nonostante le difficoltà sorte per i sensibili ritardi nelle forniture da parte dell'industria, la SIP ha ultimato, entro il termine previsto del 30 ottobre 1970, la teleselezione integrale fra tutti gli oltre 6 milioni di abbonati del territorio nazionale. L'Italia è così la sesta nazione nel mondo (dopo Svizzera, Olanda, Lussemburgo, Repubblica Federale di Germania e Repubblica Democratica Tedesca) che può usufruire della teleselezione integrale da utente a utente.

Il Piano Regolatore Telefonico Nazionale prevede la suddivisione del territorio italiano in 231 « Distretti telefonici » ai quali corrispondono altrettanti numeri indicativi interurbani o « prefissi » (che iniziano con lo 0 seguito da uno, due o al massimo tre cifre). Tenuto conto che al « prefisso », necessario solo per le chiamate interurbane, occorre aggiungere il numero urbano dell'utente richiesto, si può dire che al massimo sono 9 le cifre da comporre. I Distretti telefonici fanno a loro volta capo a centri gerarchicamente a livello superiore — Centri di Compartimento — corrispondenti grosso modo alle varie regioni — ed infine sono previsti due Centri Nazionali.

La suddivisione in aree geografiche distrettuali è naturalmente necessaria per la definizione dei limiti di univocità tra utente e numero telefonico, mentre i centri di livello superiore costituiscono nodi di smistamento del traffico telefonico.

Quando due utenti da interconnettere appartengono a diversi Distretti, l'elaborazione delle cifre assume aspetti complessi per la quantità di situazioni da controllare e per la varietà dei programmi da realizzare. La costruzione del collegamento telefonico interurbano è da ritenersi infatti una delle forme più brillanti tra le recenti applicazioni delle tecnologie elettroniche miniaturizzate. La rete teleselettiva prevede invero più percorsi per collegare la città di partenza con quella di arrivo.

La prima fase della traduzione dell'indicativo nella direzione corrispondente, consiste nell'interrogare la rete circa l'esistenza o meno del fascio diretto e la disponibilità di almeno una linea libera nel fascio. Se per assenza del fascio diretto o per momentanea totale indisponibilità del medesimo non è possibile attuare detto programma, si esplorano le altre possibilità consistenti in transiti presso i centri nodali di commutazione, e ciò secondo una prestabilita gerarchia di instradamento; l'attuale struttura della rete italiana prevede un numero massimo di 7 instradamenti per collegare due Distretti comunque distanti, attraverso una ricerca sequenziale.

L'interesse reciproco, tra i vari Distretti, inteso come volume di traffico scambiato, e la rispettiva posizione geografica, determinano il numero ottimale degli instradamenti possibili. La molteplicità delle vie a disposizione garantisce un più razionale impiego dei mezzi tecnici e, soprattutto, conferisce al sistema una maggiore elasticità nel caso di congestione e, per gli utenti, una migliore garanzia della continuità di funzionamento per la presenza di vie alternative multiple. La tassazione è indipendente dal particolare percorso realizzato; il conteggio ciclico è commisurato infatti ai soli parametri: distanza in linea d'aria e durata.

La memorizzazione delle cifre selezionate dall'utente, la scelta dell'instradamento e la tassazione, sono effettuate da un particolare organo elettronico denominato T.I.T. (Traduttore-Instradatore-Tariffatore). I T.I.T. sono installati a coppie, oltre che per motivi di carico (ognuno controlla metà dei registri), per motivi di continuità nella gestione, essendo ognuno dei due previsto come « riserva calda » per l'altro. Ciascun dispositivo è costituito da una memoria di 1.344 nuclei magnetici di ferrite su cui vengono memorizzati i programmi di instradamento ed i vari scaglioni tariffari e da 900 cartoline, delle quali 263 servono per la traduzione degli indicativi e 637 contengono i componenti elettronici dei circuiti logici. L'attuale capacità del T.I.T. consente la traduzione di:

— 270 indicativi distrettuali; 30 indicativi distrettuali a 1 o 2 cifre; 330 indicativi settoriali.

Oltre a questi circuiti principali, ve ne sono numerosi altri operativi e di supervisione, così che l'apparecchiatura ha la possibilità di controllare il proprio funzionamento in ogni istante e di valutare l'opportunità o meno di autoescludersi.

I soli circuiti fondamentali comprendono, per ogni T.I.T.: 9.000 transistori e 50.000 diodi circa.

Un esempio pratico di instradamento potrà meglio chiarire la descrizione:

— un utente di Torino per chiamare un utente del Distretto di Brindisi seleziona, con il proprio disco combinatore, il prefisso 0381 e di seguito il numero urbano richiesto; l'autocommutatore, ricevuta l'informazione, istantaneamente esplora le vie disponibili per la realizzazione del collegamento, considerando, una dopo l'altra, la disponibilità dei seguenti percorsi: Torino-Bari-Brindisi; oppure Torino-Napoli-Bari-Brindisi; oppure Torino-Milano-Bari-Brindisi; oppure ancora Torino-Milano-Napoli-Bari-Brindisi.

Per ogni tentativo di ricerca di un instradamento, il T.I.T. impiega un tempo pari a 25 millesimi di secondo. Può quindi accadere, quando i tentativi di ricerca da eseguire sono molteplici, che si verifichi un ritardo, avvertibile dall'utente, tra la fine della selezione effettuata con il disco combinatore ed il segnale di chiamata inviato dalla centrale; bisogna ricordare che è proprio durante questo periodo che le varie memorie degli organi automatici stanno esplorando per l'utente tutte le vie di instradamento possibili, al fine di attuare la comunicazione richiesta. (1245)

Misure oscillografiche di controllo del T.I.T.; in primo piano la memoria a nuclei di ferrite.

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE PIÙ POTENTI - La Varian annuncia la produzione di due nuovi tubi ad onde progressive che forniscono potenze utili maggiori di quelle fornite, sulle stesse frequenze, dai tubi precedentemente disponibili. Sono il VTU-6390 A1 illustrato in figura che, in banda Ku e precisamente fra 15,0 e 17,2 GHz, fornisce una potenza continua di 750 W e il VTX - 6380 A1 che, nel campo di frequenze da 8,4 a 9,8 GHz, fornisce una potenza continua di 1 kW. Ambedue i tubi hanno un guadagno di almeno 23 dB, basso rumore di uscita e richiedono non più di 5 W per essere pilotati.

I due tubi usano la stessa bobina focalizzatrice, il raffreddamento è a liquido ed aria forzata, il peso supera di poco 8 kg. (1226)

« TERRE RARE » CON COSTANTE DIELETTRICA DI UN MILIONE - Le cosiddette « terre rare » stanno diventando una importante risorsa minerale dell'industria elettronica. Questi elementi, e particolarmente ittrio, lantanio, cerio, praseodimio, neodimio, gadolinio, itterbio, sono impiegati sempre più largamente nella costruzione di capacità, termistori, granate sintetiche e ferriti.

Considerando il campo delle capacità ceramiche, presso la divisione chimica della Molybdenum Co. of America si è trovato che usando come dielettrico titanati drogati con piccolissime quantità di ossido di cerio o di lantanio, si possono ottenere aumenti della capacità e, in molti casi, riduzioni del coefficiente di temperatura. Aggiungendo fino al 40% di ossido di neodimio e calcinando si sono ottenuti coefficienti di temperatura negativi.

Ma le caratteristiche più interessanti si hanno con i cristalli puri di floruri di lantanio, cerio, praseodimio e neodimio che possono essere ridotti in sottili piastrine e usate come dielettrico e la cui costante può raggiungere valori dell'ordine di un milione.

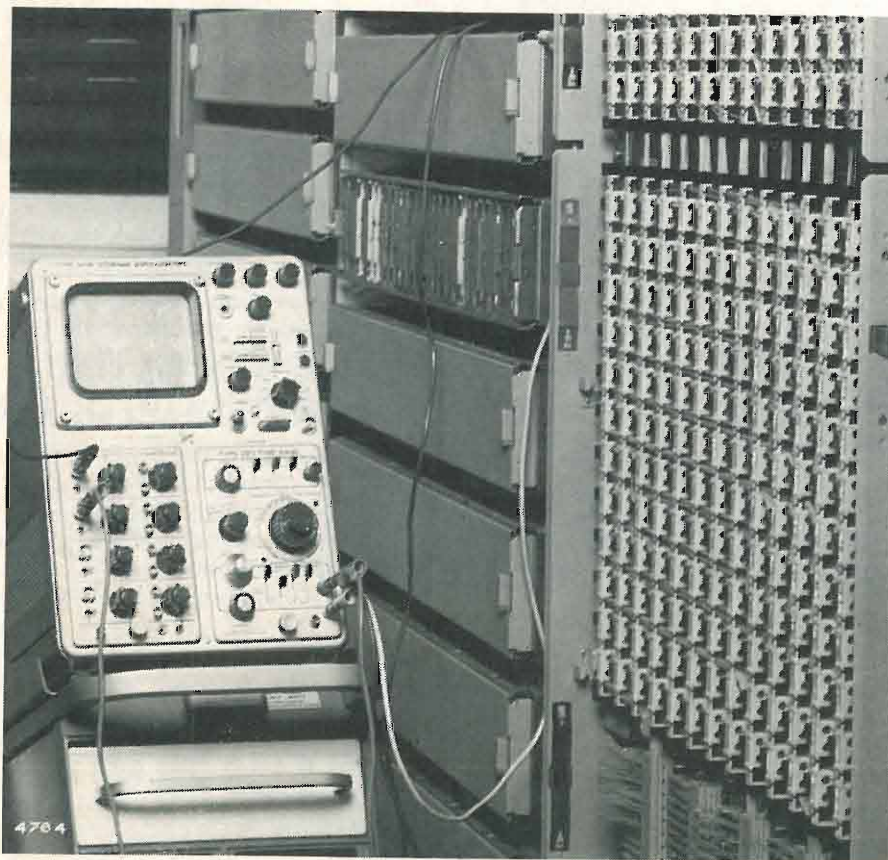
Altre importantissime applicazioni sono previste nella tecnica monolitica dei circuiti integrati. Quando uno stato di ossido di cerio (CeO_2) è depositato sotto vuoto fra due strati di alluminio la capacità del condensatore così risultante è, entro certi limiti, indipendente dallo spessore del dielettrico, che può essere di sole poche centinaia di « ängstrom ». Si suppone che ciò dipenda da una azione elettrolitica e si prevede di poter attuare un deposito diretto, sul substrato dei circuiti integrati, di un condensatore elettrolitico allo stato solido.

Un altro impiego è quello dell'europio nei fosfori dei cinescopi a colori.

Le cosiddette « terre rare » non sono in realtà tanto rare sulla crosta terrestre e non sempre si trovano sotto forma di « terre » (ossidi). Quindici di esse occupano un solo posto nella tabella periodica degli elementi, fra il bario di numero atomico 56 e l'alfio di numero atomico 72. Solo recentemente esse si sono potute separare in leghe o altri composti di un unico loro elemento. (1236)

CLISTRON DI POTENZA A 5 CAVITÀ - Un nuovo amplificatore di potenza che utilizza un clistron a cinque cavità appositamente sviluppato dalla Varian di Palo Alto California viene ora utilizzato nelle trasmissioni a colori a 625 linee della ITA (Indipendent Television Authority) di Londra.

Il nuovo tubo di costruzione robusta e di facile installazione perché le cavità fanno parte integrale di esso, fornisce una potenza di uscita di 40 kW, ha un guadagno di potenza di almeno 43 dB, e richiede una potenza di comando di circa 0,5 W. Un tubo copre un terzo della banda UHF (470 ÷ 890 MHz) e la Varian garantisce una durata del tubo di 10.000 ore.

Le cavità conglobate nel tubo hanno consentito inoltre di ridurre al minimo le finestre in ceramica, le saldature fra metallo e ceramica e di diminuire gli accoppiamenti. Il tubo è accordato in fabbrica e non richiede aggiustamenti in sede. (1231)

ELETTROMETRO-MULTIMETRO NUMERICO - Il nuovo mod. 615 della Keithley Instr. Inc. di Cleveland è uno strumento ad indicazione numerica a quattro cifre, oltre al segno + o — e al punto di divisione dei decimali (v. figura); questi segni e il punto risultano automaticamente corretti cambiando scala, sensibilità e polarità.

Complessivamente lo strumento offre ben 34 scale; vi sono infatti: 4 scale di tensione, da 100 mV (ultima cifra significativa, 0,1 mV) fino a 100 V; 12 scale di corrente, da 10^{-12} A (ultima cifra 10^{-15} A) fino a 0,1 A; 11 scale di resistenza da 10^4 ohm (ultima cifra 10 ohm) fino a 10^{14} ohm; 7 scale di carica elettrica, da 10^{-11} C (10^{-14} C ultima cifra) a 10^{-5} C. La precisione è di: $\pm$ 0,2% $\pm$ 1 unità dell'ultima cifra per le tensioni; $\pm$ 0,5% $\pm$ 1 unità per correnti e resistenze (fra 10^4 e 10^8 ohm); $\pm$ 5% $\pm$ 2 unità per la carica.

L'apparecchio effettua un numero di letture regolabile fra un massimo di 20 al secondo e un minimo di 2 al minuto.

Lo strumento è tutto allo stato solido ed è provvisto anche di uscita analogica. Le dimensioni sono di cm 48,3 x cm 13,3 x cm 25,4 e pesa circa 9 kg. (1240)

INTENSIFICATORE « ZOOM » ELETTRONICO - Due nuovi tubi intensificatori luminosi con amplificazione variabile dell'immagine (zoom) sono annunciati dalla Varian/EMI. Il primo, illustrato dalla fotografia riprodotta e denominato VLI-116, ha un diametro di 80 mm per l'immagine di entrata e di 40 mm per quella di uscita; nel secondo VLI-105 l'immagine di uscita ha un diametro di 25 mm. All'uscita si può riprodurre o l'intera immagine di entrata, con l'amplificazione rispettivamente di 0,5 e di 0,32 per i due tubi, o una parte di essa, fino ad ottenere un rapporto unitario fra le dimensioni delle immagini.

Nel tubo VLI-116 la tensione anodica è di 15 kV; la tensione dell'elettrodo di messa a fuoco va da + 200 a — 500 V, quella di « zoom » va da 2 kV per rapporto d'immagine 0,5 a 12 kV per rapporto 1.

La risoluzione in uscita è di 60 righe per mm al centro e si riduce a circa la metà nelle zone più periferiche.

La sensibilità alle radiazioni luminose va da 3500 a 9500 Å.

L'elettrodo focale può consentire l'interdizione con impulsi molto ripidi.

I tubi possono essere usati come primo stadio nelle riprese televisive a basso livello luminoso, nel campo della fotografia ad elevata velocità, per scopi stroboscopici, ecc. (1238)

NUOVO MINI-CALCOLATORE ELETTRONICO - Costruito con dispositivi a tecnologia integrata a media scala (MSI) del tipo TTL (Transistor Transistor Logic) il nuovo elaboratore (vedi figura) annunciato dalla DEC (Digital Equipment Co.) e denominato PDP-8/E, permette, anche ad aziende medie e piccole, l'acquisizione di un proprio sistema elaborativo quale nucleo centrale di automazione degli impianti secondo le esigenze particolari dell'utente.

La configurazione minima di questo calcolatore ha 500 parole di memoria (metà « read-write » e metà « read-only ») ma si può espandere modularmente fino ad arrivare a sistemi molto grandi con 32.000 parole di memoria, dischi magnetici, stampanti veloci, nastri, ecc. A partire da una configurazione intermedia ha disponibili linguaggi Foltran, Basic, Focal, ecc. Inoltre anche nella configurazione minima ha intatta la capacità di operare in tempo reale su linea con i processi industriali.

Il nuovo calcolatore, pur scostandosi in modo rivoluzionario dalla tecnologia dei sistemi precedenti della stessa famiglia ed avendo una potenza maggiore, è compatibile con i sistemi periferici e i programmi sviluppati per la famiglia dei PDP-8 già ampiamente collaudati.

Il ciclo di memoria (parola di 12 bit) è di 1,2 microsecondi che consente di eseguire più di 400.000 addizioni al secondo; particolarmente importante per le applicazioni industriali in tempo reale su linea è la possibilità di accesso diretto in memoria di 12 canali indipendenti. (1241)

UN CIRCUITO STAMPATO FATTO IN CASA - Aziende ed università hanno spesso bisogno di circuiti stampati. Specialmente in fase di progetto e sviluppo, se non dispongono di attrezzature proprie adatte alla produzione di piccole serie, sono costrette a ricorrere a ditte specializzate. Ad esse la 3M Minnesota Italia apre ora nuove possibilità: grazie al Color Key Orange, un foglio di poliestere dallo spessore di 0,05 mm sul quale è stata stesa un'emulsione sensibile ai raggi ultravioletti, è possibile fare ora prototipi in scala 1 : 1 di circuiti stampati.

I vantaggi derivanti da questo nuovo prodotto 3M sono molteplici: risparmio di tempo, grande duttilità, maneggevolezza e stabilità dimensionale. Esso può essere trattato, a luce ambiente, anche da tecnici non specializzati, purché si disponga di un normale bromografo o comunque di una sorgente luminosa a raggi ultravioletti, come quella per indurire il « fotoresist ». Il Color Key Orange, inoltre, offre la possibilità di apportare tutte le correzioni e modifiche volute e si dimostra molto pratico nelle operazioni di sviluppo che si effettuano mediante un batuffolo di cotone imbevuto di Color Key Developer della 3M. (1234)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

Scarlett J. A.: **Printed circuit broards for microelectronics.** « Van Nostrand Reinhold Co. » Marconi Series - London, 1970.

Un volume di XII + 270 pagine, formato cm 16 × cm 23,5, con 81 figure nel testo, 23 piani (cartoline) di circuiti stampati e 46 foto-riproduzioni. Rilegato.

L'autore, con questo libro, intende dare una guida ai costruttori e ai progettisti di circuiti stampati; il libro potrà essere utilmente letto anche da quei progettisti elettronici che, pur non interessandosi in modo diretto al problema, affrontano i problemi della miniaturizzazione delle apparecchiature.

Dopo aver ricordato i principali tipi di componenti che di norma popolano un circuito stampato, l'autore entra nel vivo del problema esponendo le funzioni del circuito stampato, le sue proprietà ed i problemi relativi alla sua costruzione.

Nel libro sono ampiamente trattati e discussi i vari metodi costruttivi dei circuiti stampati con rame da un solo lato, con fori metallizzati e multistrato, nonché i vari metodi di preparazione del disegno base (master) a mezzo di nastri e griglie guida, anche sotto l'aspetto della automatizzazione.

In un interessante capitolo vengono trattati i problemi della distribuzione dei componenti sul circuito in base a considerazioni sulla loro potenza dissipata e della massima densità di popolamento ammessa.

Il libro termina con una serie di esempi di circuiti stampati e con fotografie di macchine per l'esecuzione dei circuiti stessi.

Riportiamo la traduzione dei titoli dei capitoli e la pagina di inizio:

Cap. 1°: Raggruppamenti microelettronici (p. 1); Cap. 2°: Cartoline a circuito stampato (p. 16); Cap. 3°: Proprietà delle cartoline a cuircuito stampato (p. 25); Cap. 4°: Costruzione di cartoline a circuito stampato (p. 39); Cap. 5°: Disegno ingrandito delle maschere (p. 66); Cap. 6°: Disposizione dei componenti (p. 85); Cap. 7°: Tracciatura (p. 106); Cap. 8°: Distribuzione di potenza e densità di raggruppamento (p. 139); Cap. 9°: Dimensione delle cartoline (p. 158); Cap. 10°: Guide e connessione delle cartoline (p. 168); Cap. 11°: Interconnessioni a circuiti stampati (p. 179); Cap. 12°: Assemblaggio delle cartoline (p. 195); Esempi di cartoline a circuito stampato (p. 207); Illustrazioni (p. 231).

(1248) G.Z.

Genesio C., Volta E.: **Impianti elettrici.** « Patron », Bologna, 1970.

Un volume di XVI + 740 pagine, formato cm 15,5 × cm 22,5, con 400 figure e numerose tabelle.

Prezzo lire 14.000

Il volume tratta degli impianti di produzione, trasporto, distribuzione e utilizzazione dell'energia elettrica uniformandosi ai criteri seguiti dagli Autori nello svolgimento dei « Corsi di Impianti Elettrici » presso la Facoltà di Ingegneria dell'Università di Genova per gli studenti di Ingegneria Elettrotecnica.

Segnaliamo il volume, anche se l'argomento esula da quelli più specificatamente pertinenti al titolo di questa rivista; per dare un'idea più precisa del suo contenuto, riportiamo i titoli dei capitoli e la loro pagina d'inizio.

Cap. 1°: Richiami sul problema delle disponibilità di energia elettrica e sul loro significato (p. 1); Cap. 2°: Cenni sui problemi normativi, di unificazione e di rappresentazione degli impianti elettrici (p. 21); Cap. 3°: Conduttori e isolanti (p. 47); Cap. 4°: Sistemi di conduttori (p. 99); Cap. 5°: Sollecitazioni e dimensionamento dei conduttori e degli isolanti (p. 151); Cap. 6°: Studio delle reti di trasmissione e distribuzione (p. 207); Cap. 7°: Studio dei conduttori flessibili sospesi (p. 331); Cap. 8°: Sezionamenti e interruzioni dei circuiti (p. 375); Cap. 9°: I relé (p. 527); Cap. 10°: Le protezioni degli impianti elettrici (p. 571); Cap. 11°: Collegamenti a terra (p. 687).

Il volume è ricco di esercizi e alla fine di ogni capitolo vi è una bibliografia.

(1249)

Pezzi M.: **Applicazioni industriali dell'energia elettrica.** « Zanichelli », Bologna, 1970.

Un volume di XVI + 326 pagine, formato cm 17,5 × cm 24, con 189 figure, molte tabelle numeriche e grafiche e 22 riproduzioni fotografiche di apparecchiature, fuori testo.

Prezzo lire 2.200

È il completamento di un precedente volume « Energia e correnti elettriche » dello stesso Autore.

Su questa rivista abbiamo già avuto occasione di segnalare ai lettori altre opere di questo Autore (n. 3, 1964, p. 93 e n. 3, 1968, p. 115) che si distinguono per chiarezza, semplicità e precisione oltre che per una accuratezza nell'esecuzione dei disegni poco comune e per la nitida stampa. Pertanto, anche questa volta, malgrado l'argomento non rientri precisamente fra quelli di cui si occupa la rivista, vogliamo richiamare l'attenzione di studenti ed insegnanti su quest'opera che conserva le doti di quelle precedenti e, come quelle, è ricca di molti (settanta) esercizi numerici di cui due terzi completamente svolti.

I titoli dei capitoli sono i seguenti:

Parte 1ª: *Macchine elettriche.*

Cap. 1°: Considerazioni generali (p. 1); Cap. 2°: Trasformatori elettrici (p. 7); Cap. 3°: Trasformatore monofase ideale (p. 16); Cap. 4°: Trasformatore monofase reale (p. 22); Cap. 5°: Trasformatori trifasi (p. 37); Cap. 6°: Trasformatori speciali (p. 51); Cap. 7°: Macchine a corrente continua (p. 59); Cap. 8°: Generatori a corrente continua (p. 74); Cap. 9°: Motori a corrente continua (p. 94); Cap. 10°: Macchine sincrone (p. 111); Cap. 11°: Motori asincroni trifasi (p. 142); Cap. 12°: Macchine elettriche speciali (p. 175); Cap. 13°: Esercizi di riepilogo (p. 189).

Parte 2ª: *Elementi a conduzione anomala.*

Cap. 1°: Introduzione (p. 195); Cap. 2°: Dispositivi a semiconduttore (p. 197); Cap. 3°: Tubi a vapori di mercurio (p. 221); Cap. 4°: Tubi a raggi X (p. 227); Cap. 5°: Esercizi (p. 229).

Parte 3ª: *Impianti elettrici.*

Cap. 1°: Produzione, trasporto e utilizzazione dell'energia elettrica (p. 233); Cap. 2°: Linee elettriche (p. 239); Cap. 3°: Elementi di un impianto (p. 257); Cap. 4°: Impianti elettrici particolari (p. 275); Cap. 5°: Illuminotecnica (p. 296); Cap. 6°: Norme per la prevenzione degli infortuni. Soccorsi d'urgenza (p. 306); Cap. 7°: Esercizi.

(1251)

RCA: **Receiving tube manual.** Harrison, N. J., 1970.

Un volume di 672 pagine (di cui 97, con 127 figure, di testo), formato cm 13,5 × cm 20,5.

Prezzo 2 dollari

Le persone professionalmente interessate all'impiego dei tubi elettronici riceventi, ingegneri, tecnici, studenti ed hobbisti, saranno lieti di sfogliare l'ultima edizione del volume « Receiving Tube Manual » della RCA, appena comparso.

Esso offre il panorama completo della produzione destinata agli impieghi che vanno dai televisori in bianco-nero e a colori al ricevitore a MF, dall'alta fedeltà alle applicazioni speciali.

Nelle prime cento pagine sono tratteggiati in maniera estremamente chiara la costituzione ed il principio di funzionamento del tubo elettronico ricevente associato ai circuiti fondamentali.

Segue una guida per la rapida selezione del tubo più appropriato in 42 diverse applicazioni specifiche.

I dati tecnici dei tubi elencati occupano le successive 400 pagine; le caratteristiche delle valvole meno recenti ed anche vecchie, con le relative zoccolature, sono condensate in un successivo elenco di oltre 50 pagine.

Seguono i dati essenziali dei cinescopi per TV a colori ed in bianco-nero, dei tubi stabilizzatori di tensione a gas e dei tubi regolatori per alimentatori stabilizzati.

Per facilitare il dimensionamento degli amplificatori di tensione a B.F. a *R C*, sono riportate 10 tabelle del guadagno ottenibile in condizioni di alimentazione e di carico diverse per 45 tipi di valvole adatte allo scopo.

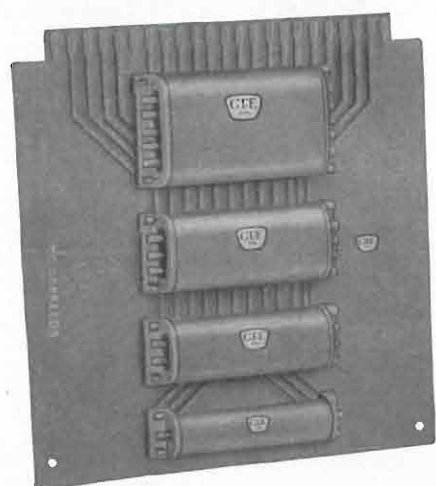
Chiudono il volume, gli schemi di 36 circuiti applicativi più o meno complessi, corredati dei valori dei componenti che servono quale utile guida per la realizzazione di ricevitori radio e TV, amplificatori ad alta fedeltà, strumenti di misura, ecc.

(1242) A. B.

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 12-1970 (4381)

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

selettore rotativo 45

relé miniatura

relé correeds

selettore rotativo 44

Istruzioni precise in un colpo d'occhio

Con i tubi indicatori a cifre e a simboli della ITT, vengono equipaggiati strumenti di misura digitali, come dispositivi di conteggio, indicatori di posizione e di controllo; questi tubi trovano impiego anche negli apparati di pilotaggio delle macchine utensili: la misura e il conteggio si fanno più chiari, la valutazione e la decisione diventano più semplici.
La ITT produce indicatori con o senza filtro colorato con l'indicazione leggibile frontalmente o lateralmente.
L'altezza delle indicazioni è di 14, 15,5 o 25 mm.

ITT Standard
Piazza De Angeli, 7
Milano
Tel.: 46 96.202/198/183
Telex: Militts 32351

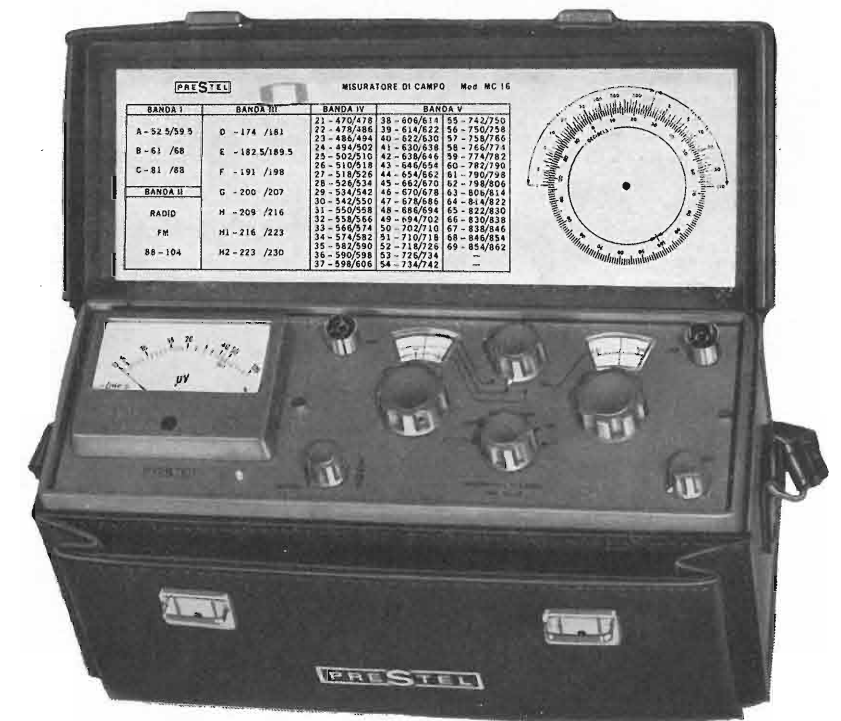
Componenti di alta qualità

il nuovo Misuratore di intensità di campo

UHF / VHF / FM

a transistori

Modello MC 16

PRESTEL

SENSIBILE
SELETTIVO
STABILE
SICURO
COMPLETO

é lo strumento indispensabile per impianti centralizzati

Riceve tutti i segnali da 2,5 μV a 1 V.

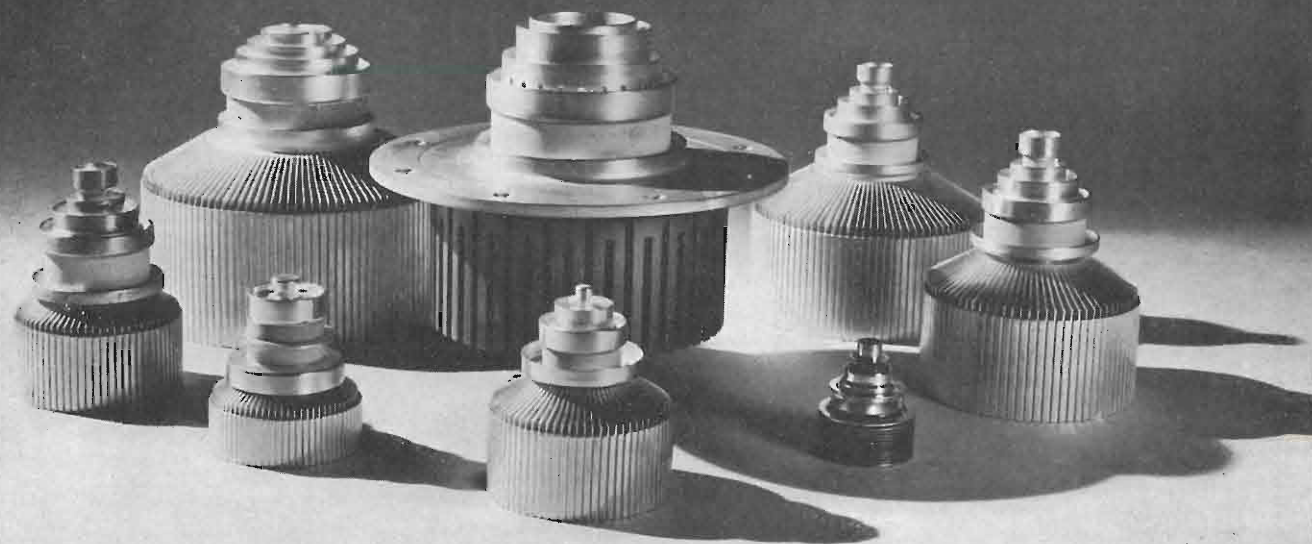
Sintonizza tutte le frequenze in soluzione continua da 40 a 230 MHz in VHF da 470 a 900 MHz in UHF

Rivela con ascolto in altoparlante le portanti FM e AM (TV - Radio - Dilettanti - Aeroservizi - e qualsiasi altro segnale).

PRESTEL s.r.l. - 20154 MILANO - CORSO SEMPIONE, 48 - TELEF. 31.23.36

TRIODI E TETRODI UHF

ULTRA LINEARI

PER TRASMETTITORI E RIPETITORI DI TELEVISIONE E TELECOMUNICAZIONI

TRIODI PIANI

F = 1000 MHz

Riferimento	Vf	If	μ	S	Va	Ik	Wa	Wg	Wu
TH 294	6,3	5,5	90	45	2,2	2,5	0,7	4	0,5
TH 302 *	5	1,9	200	60	1,6	0,5	0,25	—	0,025
TH 308	6,3	5,5	70	45	2,2	2,5	0,7	—	0,1
TH 328 *	5,5	5,2	150	55	2,2	2,5	0,7	—	0,1

* TUBI AD ELEVATO GUADAGNO (20 dB)

● TUBO RAFFREDDATO PER VAPORIZZAZIONE

TRIODI-TETRODI COASSIALI

F = 1000 MHz

Riferimento	Vf	If	μ	S	Va	Ik	Wa	Wg_1	Wg_2	Wu
TH 290	4,2	140	6	70	5,2	25	12	50	150	12
TH 293	5	47	7	30	5	9	4,5	15	25	3
TH 297	3,2	40	6	20	4,5	5	1,5	10	20	1,5
TH 312	3,5	38	80	30	3	4	1,3	2	—	0,2
TH 313	5	65	5	50	5	15	7	40	100	6
TH 491 ●	5,2	180	4,5	130	5,5	45	30	100	200	25

THOMSON-CSF

GROUPEMENT TUBES ELECTRONIQUES - 8, RUE CHASSELOUP-LAUBAT - PARIS 15e - FRANCE
THOMSON - CSF TUBI ELETTRONICI - Viale degli Ammiragli, 69 - 00136 ROMA - Tel. 63.80.143 - Telex. 61173 Telonde

AMPEX

APPARECCHIATURE DI REGISTRAZIONE E RIPRODUZIONE PER TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO

MOD. VR-5103

AMPEX VR 7003 - Il registratore video Ampex VR-7003 — completamente transistorizzato — rappresenta un notevole progresso nella registrazione televisiva. Per quanto molto simile al già provato e conosciuto registratore Ampex VR-7000, presenta dei miglioramenti ed addizionali possibilità che ne aumentano la qualità e versatilità. Questi importanti miglioramenti comprendono: piena larghezza di banda di 3,5 MHz; testina video con trasformatore rotante; allentamento automatico della tensione attorno al tamburo di scansione che consente di stare indefinitamente nella posizione di attesa; un periodo di avanzamento rapido di 5 minuti; una regolazione più ampia della tensione; guadagno differenziale e responso transitorio migliorati ed in più, a richiesta, il rallentamento variabile da 2 a 20 quadri al secondo ed una seconda traccia audio.

Progettato per l'uso continuo in ogni applicazione, facile da usare, il VR-7003 ha un numero minimo di controlli (e non è pertanto necessario l'addestramento dell'operatore) e può essere usata una vasta gamma di monitori, assicurando la massima flessibilità.

Inoltre è possibile commutarlo per riprodurre nastri a standard americano. In tal modo è assicurata la completa intercambiabilità fra tutti i registratori Ampex utilizzanti tale sistema.

MOD. VR-7003

AMPEX VR 5103 - Il registratore Ampex VR-5103 è basato sull'impiego del sistema Ampex con testina elicoidale singola a pellicola di aria. Si tratta del medesimo formato classico di un pollice, intercambiabile, con una velocità di registrazione di 833 pollici al secondo, usato nei modelli VR-7003 e VR-7803. In breve, i nastri registrati sul modello VR-5103 possono essere riprodotti su qualsiasi altra apparecchiatura analoga. Questo registratore può, inoltre, riprodurre nastri registrati negli Stati Uniti nel formato a 525 righe e 60 Hz, come pure quelli registrati a 625 righe e 50 Hz (standard europeo).

AMPEX VR 7803 - Il registratore video VR-7803 a circuiti solidi di produzione Ampex costituisce un esempio della tecnica più moderna nell'arte della registrazione video. La combinazione di tecniche avanzate, di realizzazione modulare e di caratteristiche ineguagliate, fa di questo strumento l'apparecchiatura più versatile e di qualità più elevata nella famiglia dei registratori Ampex del formato da 1 pollice con testine elicoidali. Questa caratteristica di versatilità e di qualità porta il formato Ampex al livello delle trasmissioni professionali.

MOD. VR-7803

LARIR AGENTI GENERALI PER L'ITALIA:
International s.p.a. - MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A
TELEFONI: 795762 - 795763 - 780730